



Receptor de señales APT de Satélites Meteorológicos



**UNLP
Facultad de Ingeniería
Departamento de Electrotecnia
Cátedra de Trabajo Final**

**Autor: Ciafardini, Jaun Pablo
N°45710
Director: Bava, Jose Alberto
La Plata, año 2010**

Este trabajo esta dedicado:

- En primer lugar a mi familia por el apoyo recibido a lo largo de la carrera.
- A mis profesores de secundaria Conrado T. J. Geuze, Pedro J. Morera y Armando E. Zandanel.
- A Gastón C. Salomón.
- Finalmente al Dr. Alberto Bava por brindarme su experiencia de tantos años de trabajo en ingeniería al dirigir este trabajo y por permitirme trabajar a su lado en proyectos de envergadura como el diseño de las antenas del instrumento MWR del satélite SAC-D.

Resumen

La Administración Nacional Oceánica y Atmosférica de EE.UU. (*NOAA*) dispone de 4 satélites que orbitan la tierra y transmiten datos en tiempo real de parámetros atmosféricos y climáticos que se pueden capturar con un equipo receptor adecuado y métodos de procesamiento.

La transmisión de los datos a tierra se realiza mediante el sistema *APT* (Automatic Picture Transmission). Este es un sistema sencillo y robusto que permite a cualquier estación de tierra recibir la comunicación del satélite meteorológico mientras la sobrevuela o bien recorre alguna órbita adyacente.

En el desarrollo de este trabajo se diseña e implementa una estación (receptor y antena) capaz de recibir las señales *APT* transmitidas por los satélites *NOAA*. También se detalla como procesar la información obtenida con una computadora personal y generar imágenes satelitales de baja resolución.

Abstract

The National Oceanic and Atmospheric Administration of the United States of America (*NOAA*) owes four earth orbiting satellites which transmit weather and atmospheric data in real time. This data can be received with an appropriate receptor device and processing methods.

The data transmission is done through the *APT* system (Automatic Picture Transmission); which is a simple and sturdy, and allows any station to receive the meteorological satellite communication as it flies over it, or while revolving some other adjacent orbit.

During the development of this work it is designed and implemented a station (formed by a receiver and antenna) capable of receiving *APT* signals transmitted by *NOAA* satellites. It is also explained how to process the obtained data through a personal computer as well as generate low resolution satellite images.

Índice

Hoja 0	II
Dedicatoria	III
Resumen	IV
Abstract	IV
Índice	V
Introducción	1
Objetivo del trabajo	1
Capítulo 1 SATELITES METEOROLOGICOS TIROS/NOAA	3
1.1 Reseña histórica	3
1.2 Satélites TIROS/NOAA	4
1.3 Radiómetro de observación meteorológica (AVHRR)	7
1.4 Objetivo científico de los satélites TIROS/NOAA	9
1.5 Formato de video del sistema APT	10
1.6 Resumen de parámetros de interés	13
1.7 Referencias del capítulo 1	14
Capítulo 2 ORBITAS DE LOS SATELITES TIROS/NOAA	16
2.1 Introducción – Como encontrar al satélite	16
2.2 Cuadro de referencia – Coordenadas geográficas	17
2.3 Azimut – Elevación – Rango	18
2.4 Leyes de Kepler	19
2.5.1 Parámetros Keplerianos	20
2.5.2 Parámetros complementarios	23
2.5.3 Donde obtener estos parámetros	23
2.6 Orbitas de los satélites TIROS/NOAA	24
2.7 Predicciones	25
2.8 Referencias del capítulo 2	28

Capítulo 3	ANALISIS DEL RADIOENLACE SATELITE TIERRA	29
3.1	Introducción	29
3.2	Ecuaciones del enlace	29
3.3	Perdida de transmisión en el espacio libre	33
3.4	Temperatura equivalente de ruido del sistema	37
3.5	Efectos Doppler y Faraday	41
3.6	Relación señal a ruido en el receptor	43
3.7	Margen de desvanecimiento (MF)	45
3.8	Conclusiones	45
3.9	Referencias del capítulo 3	46
Capítulo 4	DISEÑO DE LAS ANTENAS	47
4.1	Introducción	47
4.2	Antenas	47
4.3	Regiones de campo generado por una antena	48
4.3.1	Región de campo cercano reactivo	48
4.3.2	Región de campo cercano radiante	49
4.3.3	Región de campo lejano	49
4.4	Parámetros básicos de antenas	50
4.4.1	Patrón de radiación	50
4.4.2	Densidad de potencia radiada	53
4.4.3	Intensidad de radiación	53
4.4.4	Directividad	54
4.4.5	Antenas direccionales y omnidireccionales	54
4.4.6	Ganancia	55
4.4.7	Polarización	56
4.4.8	Impedancia de entrada	59
4.4.9	Relación de ondas estacionarias ROE (VSWR)	59
4.4.10	Pérdida de retorno	61
4.4.11	Ancho de banda	62
4.5	Planteo de los requerimientos de la antena	62
4.6	Antena Turnstile	63
4.6.1	Diseño de antenas mediante software	65
4.6.2	Diseño de la antena Turnstile	65
4.6.3	Constricción de la antena Turnstile	71
4.6.4	Mediciones de la antena Turnstile	71
4.7	Antena Hélice Cuadrifilar	73
4.7.1	Diseño de la antena Hélice Cuadrifilar	74
4.7.2	Construcción de la antena Helice Cuadrifilar	80
4.7.3	Mediciones de la antena Helice Cuadrifilar	82
4.8	Referencias del capítulo 4	87

Capítulo 5	DISEÑO DEL RECEPTOR	88
5.1	Introducción	88
5.2	Descripción general del receptor	88
5.2.1	Planeamiento de frecuencias del receptor	90
5.3	Especificaciones de operación del receptor	92
5.4	Amplificador de bajo ruido	93
5.4.1	Diseño con parámetros de dispersión (Scatterig Parameters)	96
5.4.2	Diseño del LNA	106
5.4.3	Construcción del amplificador	118
5.4.4	Mediciones del LNA	119
5.4.5	LNA de dos etapas	121
5.4.6	Resumen de resultados	126
5.5	Filtro de frecuencia imagen	127
5.5.1	Filtro doble sintonizado acoplado a tope	128
5.5.2	Diseño del filtro	130
5.5.3	Mediciones del filtro	134
5.6	Mezclador y oscilador local	139
5.6.1	El circuito integrado SA602	141
5.6.2	Oscilador local	143
5.7	Filtro de frecuencia intermedia	146
5.8	Amplificador de FI, limitador y demodulador.	152
5.8.1	El circuito integrado CA3089	153
5.8.2	Funcionamiento del amplificador/limitador de FI	155
5.8.3	Funcionamiento del detector de cuadratura	156
5.8.4	Implementación de la etapa amplificador de FI/ demodulador	158
5.9	Amplificador de audio	160
5.10	Referencias del capítulo 5	163
Capítulo 6	DECODIFICACION DEL AUDIO RECIBIDO	165
6.1	Introducción	165
6.2	Visualización de la subportadora de audio en MATLAB	166
6.3	Software de decodificación	167
6.4	Imágenes recibidas	169
6.5	Referencias del capítulo 6	172
Capítulo 7	CONCLUSION	173
APENDICE		174
Parámetros S del transistor BF998		174

Introducción

OBJETIVO DEL TRABAJO

Cuando en 1960 se vieron las primeras imágenes transmitidas por satélites, destinados a fotografiar la tierra y el movimiento de las nubes, los científicos no se imaginaron el tremendo potencial del valor de esas imágenes y como mejoraría a calidad de vida en todo nuestro planeta.

Estos satélites no solo aumentaron en forma exponencial los conocimientos y absoluta precisión de los pronósticos del tiempo, sino que han salvado miles de vidas y millones de dólares, debido a la precisión con la que tormentas tropicales destructivas, ciclones y huracanes pueden ser detectados y anticipados sus pasos, alertando poblaciones y tomando recaudos necesarios.

Para arribar a este enorme potencial de beneficios con plena eficiencia, debía emplearse un sistema de transmisión que sea lo mas accesible posible para los usuarios de todo el mundo. Se adopto entonces, un programa de satélites meteorológicos con un sistema denominado *Automatic Picture Transmission (APT)*.

Esta red de satélites meteorológicos fue diseñada para que los requerimientos de los equipos de recepción de Tierra fueran tan poco complejos como sea posible, no solo para estaciones meteorológicas sino también para ser utilizada por centros educacionales.

Los satélites que en la actualidad transmiten imágenes en formato *APT* son los satélites norteamericanos de la serie *TIROS/NOAA (Television Infrared Observation Satellites / National Oceanic and Atmospheric Administration)*, que son del tipo polar de baja altura, realizando una órbita cada 105 minutos aproximadamente. Por la altura, y la elección de la inclinación de la órbita, resulta que ésta sea helio sincrónica: el plano de la órbita queda 'sincronizada' con el sol. El satélite entonces pasará diariamente siempre por los mismos lugares de la tierra a la misma hora.

Estos satélites registran imágenes en 6 bandas espectrales diferentes, en el rango de luz visible a infrarrojo mediante el instrumento *AVHRR (Advanced Very High Resolution Radiometer)* que llevan embarcado.

Esta información se transmite a tierra en dos formatos diferentes: *HRPT (High Resolution Picture Transmission)* y *APT*. El primer formato (*HRPT*) es digital, se

transmite en 1690 MHz y requiere un equipo un poco mas sofisticado. *APT* fue diseñado para ser recibido con medios reducidos, pero tiene la desventaja de transmitir solamente dos de las seis bandas espectrales, y con un cuarto de la resolución. La frecuencia es en la banda de 137 MHz.

Se destaca que las imágenes suministradas por el sensor *AVHRR* no solo se utilizan para determinar parámetros atmosféricos y climáticos, sino que también sirven de base a innumerables estudios de otras disciplinas.

El 6 de Febrero de 2009 fue lanzado el satélite *NOAA N Prime*, que paso a denominarse *NOAA19* una vez que alcanzo su orbita. La vida útil de este satélite esta prevista hasta el año 2013. Actualmente, además del *NOAA19*, están activos y enviando información en formato *APT* los satélites *NOAA15*, *NOAA17* y *NOAA18*.

El objetivo de este trabajo, es el de diseñar e implementar una estación (receptor y antena) capaz de recibir la señal *APT* transmitida por los satélites *NOAA*, procesar su información y generar una imagen que muestre, en principio, las condiciones meteorológicas.

Para lograrlo necesitamos rastrear al satélite (saber en que momentos esta visible desde la estación terrena), recibir correctamente la señal de RF durante toda la pasada, amplificarla, demodularla y procesarla.

Existe software disponible tanto para el rastreo de los satélites como para la decodificación de las imágenes, por lo tanto el trabajo se enfocara en diseño y la construcción de la antena y el receptor de la estación, realizando además el tratamiento de las señales obtenidas del receptor mediante computadora personal obteniendo imágenes satelitales de baja resolución.

Capítulo 1

SATELITES METEOROLOGICOS TIROS/NOAA

1.1 Reseña Histórica

Los satélites meteorológicos se han convertido en una de las herramientas más prácticas que ha producido la tecnología espacial para la predicción del tiempo. La puesta en órbita del *TIROS-1*, primer satélite meteorológico, lanzado el 1 de Abril de 1960, constató la enorme capacidad informativa aportada para el estudio de la atmósfera, así como la importancia de observar la Tierra desde el espacio.

Los primeros satélites tomaban imágenes mediante una cámara de televisión e iban equipados con un registrador magnético que almacenaba toda la información recogida durante la órbita de reconocimiento. Al pasar por la vertical de una estación de adquisición de telemetría, el satélite transmitía, a alta velocidad, todas las imágenes almacenadas. A partir de Diciembre de 1963, NASA, con el lanzamiento del *TIROS-8*, puso en fase experimental un nuevo sistema de transmisión, el sistema *APT* (*Automatic Picture Transmission*). Este sistema, sencillo y robusto, permite a cualquier estación de tierra recibir la comunicación del satélite meteorológico mientras la sobrevuela o bien recorre alguna órbita adyacente.

A partir de 1964, con el lanzamiento del primer satélite de órbita polar, *NIMBUS-1*, los EE.UU. desarrollaron dos programas paralelos de satélites meteorológicos, las series *TIROS* y la serie *NIMBUS*.

Los objetivos del programa *NIMBUS* (satélites *NIMBUS-1* a *NIMBUS-7*) fueron proporcionar fotografías de las nubes mediante el sistema *APT* y evaluar una cámara avanzada para la cobertura de luz natural y un radiómetro de infrarrojos de alta resolución para la observación de la nubosidad nocturna. Al finalizar el programa, estos satélites enviaron más de 27.000 fotos (se fotografió el 70 por ciento del mundo cada

día). El sistema *APT* totalmente afianzado suministro imágenes a más de 60 estaciones terrenas de bajo costo.

El 3 de Octubre de 1970 se crea la *Administración Nacional Oceánica y Atmosférica* (acrónimo en inglés: *NOAA*), una agencia científica del Departamento de comercio de los EE. UU. Dedicada a estudiar las condiciones de los océanos y la atmósfera.

Luego de su creación esta agencia se ocupó de administrar y operar los programas de satélites ambientales.

En 1978 esta agencia, conjuntamente con *NASA*, crean el programa *TIROS-N/NOAA*, una extensión del anterior programa *TIROS*, en la cual se introdujeron significativos avances en los sensores del satélite. El último satélite de esta serie es el *TIROS/NOAA-N Prime*, lanzado el 6 de febrero de 2009, que pasó a denominarse *NOAA 19* una vez que alcanzó su órbita. Este satélite, como todos sus antecesores transmite imágenes en formato *APT*. En la actualidad se estima que existen 10000 estaciones terrenas receptoras de *APT* en el planeta, siendo uno de los únicos sistemas analógicos que subsisten sin modificaciones desde su creación.



Figura 1.1: Satélite *TIROS I*, primer satélite meteorológico.

1.2 Satélites *TIROS/NOAA*

Los satélites *TIROS/NOAA* que operan en la actualidad forman parte del programa *POES (Polar-orbiting Operational Environment Satellite)*. Este programa fue realizado conjuntamente por *NOAA* y *NASA*, consiste en un par de satélites recorriendo una órbita “sincrónica solar”, escaneando la tierra de polo a polo, a una altura de aproximadamente 850 Km. Las órbitas sincrónicas con el sol son tales que durante el transcurso del año la relación entre la órbita del satélite y la posición del sol permanece constante. Esto provoca que el satélite pase diariamente por los mismos lugares de la tierra aproximadamente a la misma hora.

Como se menciona estos satélites trabajan de a pares, uno provee cobertura durante la mañana mientras el segundo provee cobertura por la tarde.

Cada satélite transporta los siguientes instrumentos [1]:

- *AVHRR/3*: Advanced Very High Resolution Radiometer (Radiómetro avanzado de muy alta resolución).
- *HIRS/4*: High Resolution Infrared Radiation Sounder (Sensor de radiación infrarroja de alta resolución).
- *AMSU-A*: Advanced Microwave Sounding Unit-A (Sensor de radiancia en la región de microondas).
- *MHS*: Microwave Humidity Sounder (Sensor de humedad de la atmósfera)
- *SBUV/2*: Solar Backscatter Ultraviolet Spectral Radiometer (Radiómetro que mide la irradiancia solar).
- *SEM-2*: Space Environment Monitor (Medidor del cinturón de radiación Terrestre).
- *ADCS*: Advanced Data Collection System (Sistema de recolección de datos de plataformas terrestres).
- *SAR*: Search And Rescue Instruments (Instrumento para búsqueda y rescate).
- *DDR*: Digital data Recorder (Grabador de datos digital).

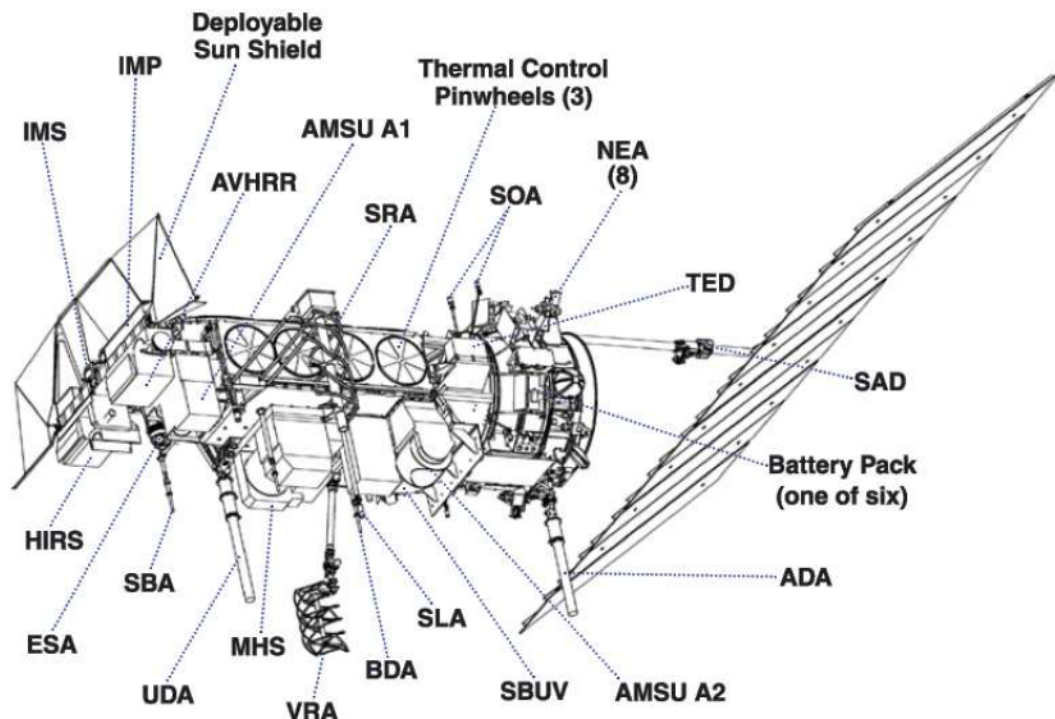


Figura 1.2: Configuración en vuelo del satélite *NOAA 19*. Se ve el detalle de los distintos instrumentos, paneles solares y antenas: *VRA* (*VHF Real Time Antenna*), *UDA* (*UHF Data Collection System Antenna*), *SOA* (*S-Band Omni Antenna*), *SLA* (*Search and rescue Transmitting Antenna, L-Band*).

Para la realización de este trabajo resulta de particular interés el Radiómetro *AVHRR*, ya que es el sensor que genera la imagen que vamos a recibir. El sensor *AVHRR* (Advanced Very High Resolution Radiometer) o Radiómetro avanzado de muy alta resolución, fue diseñado para la observación meteorológica.

Básicamente es usado para la determinación remota de la cobertura de nubes y la temperatura de la superficie. El termino superficie se refiere a la superficie terrestre o a la superficie de algún cuerpo de agua, como mares, ríos, lagos, etc. Además de su aplicación principal, los datos que suministra este sensor han encontrado numerosas aplicaciones en el campo de la observación de la tierra, lo que lo ha llevado a convertirse en una de las fuentes de datos de teledetección mas utilizadas.

Este sensor es capaz de medir radiación en seis bandas del espectro electromagnético, rojo, dos bandas del infrarrojo cercano, infrarrojo medio y dos bandas del infrarrojo térmico. Al obtener una misma imagen en diferentes longitudes de onda se puede hacer un análisis multispectral para definir con gran precisión parámetros hidrológicos, oceanográficos, y meteorológicos.

A medida que el satélite avanza sobre un determinado lugar, el sensor *AVHRR* va escaneando el terreno en las distintas bandas espectrales, en una franja de 3000KM de ancho, en ángulo recto con la trayectoria de la órbita. Este proceso se realiza continuamente mientras avanza el satélite formando una imagen, el barrido vertical de la imagen es provisto por el simple desplazamiento del satélite a través de su órbita. El comienzo y fin de la imagen están dados por la adquisición de señal y la pérdida de señal.

En la figura 1.3 se puede observar un diagrama de los principales componentes que constituyen la estación receptora *APT* de un satélite meteorológico y donde se señalan los elementos que se desarrollarán y diseñarán en este trabajo.

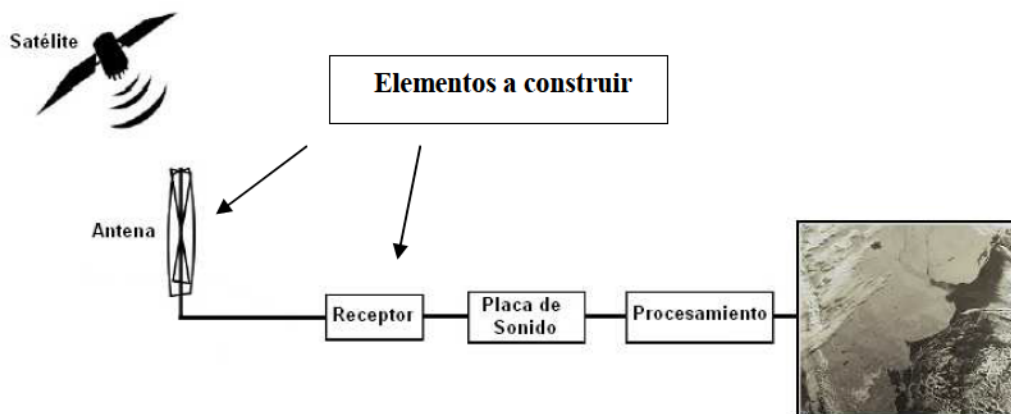


Figura 1.3: Detalle de una estación Terrena *APT*. Se destacan el receptor y la antena, elementos que se diseñaran y construirán en el presente trabajo.

1.3 Radiómetro de Observación Meteorológica (*AVHRR*)

Existen tres versiones de este instrumento. La primera, el *AVHRR/1*, consistía en un radiómetro capaz de observar cuatro bandas espectrales. Fue transportado por primera vez por el satélite *TIROS-N* lanzado en Octubre de 1978 y posteriormente equipó a los satélites *NOAA-6*, *NOAA-8* y *NOAA-10*. La segunda versión, el *AVHRR/2* capaz de observar cinco bandas espectrales, voló por primera vez a bordo del *NOAA-7*, lanzado en Junio de 1981 y posteriormente equipó a los satélites *NOAA-9*, *NOAA-11*, *NOAA-12* y *NOAA-14*. La versión más reciente del instrumento es el *AVHRR/3*, con observación en seis bandas espectrales. Este instrumento es el que transportan actualmente los satélites *NOAA-15*, *NOAA-16*, *NOAA-17*, *NOAA-18* y *NOAA-19*. Voló por primera vez a bordo del *NOAA15*, lanzado en Mayo de 1998.

El *AVHRR/3* es un Radiómetro de barrido que provee información en seis canales, tres canales en la región visible - infrarrojo cercano del espectro electromagnético y tres en la región del infrarrojo térmico.

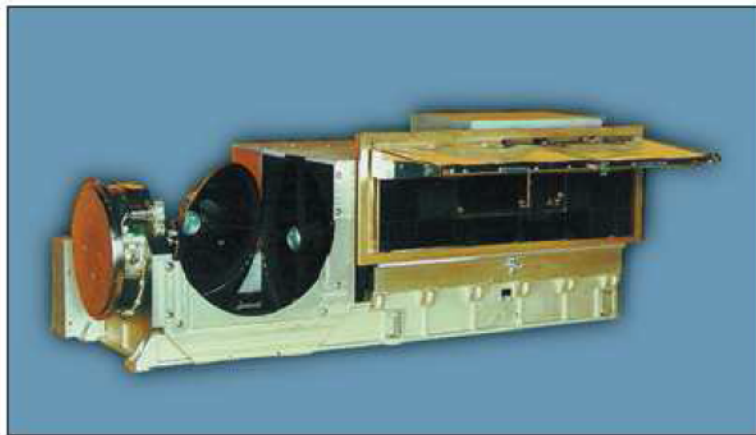


Figura 1.4: Radiómetro avanzado de alta resolución (*AVHRR/3*).

Para tomar la imagen el instrumento utiliza un telescopio reflector del tipo Cassegrain de 20,32 cm (8 pulgadas) de diámetro. El barrido de la imagen es realizado por un espejo que rota continuamente, movido por un motor. Este sistema tiene un campo de visión (field of view o FOV) de 13 mili radianes por 13 mili radianes de resolución. Este pequeño campo de visión es barrido de horizonte a horizonte por la rotación continua del espejo, con una desviación de ± 55.4 grados con respecto al nadir.

La orientación de la línea barrida es perpendicular a la línea de avance del satélite al recorrer su órbita. De esta manera el espejo provee el barrido horizontal de la imagen y el avance del satélite sobre el terreno provee el barrido vertical, generando una imagen continua de polo a polo a medida que el satélite va recorriendo su órbita.

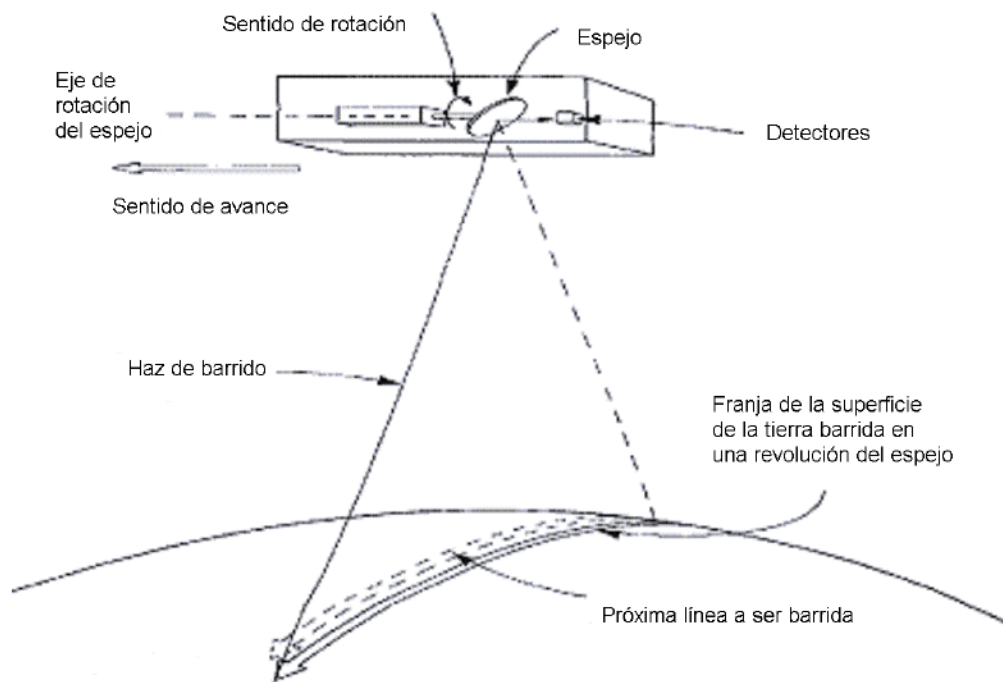


Figura 1.5: Operación del radiómetro avanzado de alta resolución (AVHRR/3).

Un subsistema óptico distribuye el haz de salida del telescopio en seis bandas espectrales discretas y las enfoca en los respectivos detectores. Se destaca que los seis sensores miden energía del mismo spot en tierra al mismo tiempo. Estos sensores se calibran de modo que la amplitud de la señal obtenida en cada canal corresponda a una medida de la radiancia de la escena.

Si bien el sensor detecta información en seis canales, solamente cinco de estos son transmitidos a tierra en un instante dado, los canales 3A y 3B no pueden operar simultáneamente.

Los datos analógicos generados por los sensores son digitalizados en el instrumento a una tasa de 39936 muestras por segundo por canal. Cada muestra corresponde a un ángulo de rotación de barrido de 0.95 mili radianes. Con esta tasa de muestreo se tienen 1,362 muestras por IFOV (Instantaneous Field of View) y se obtienen un total de 2048 muestras por canal por cada línea barrida en el terreno. Las muestras son digitalizadas en palabras de 10 bits (1024 tonos de grises) y se envían hacia el MIRP (Manipulated Information Rate Processor).

El MIRP procesa los datos entregando cuatro salidas: *Automatic Picture transmission (APT)*, *Global area coverage (GAC)*, *High Resolution Picture transmisión (HRPT)* y *Local Area Cove (LAC)*.

En el formato *APT*, datos de dos de los seis canales del radiómetro son seleccionados para su procesamiento y se someten a lo siguiente:

- Reducción de la resolución. Se utiliza una de cada tres líneas de barrido del *AVHRR* y se toman los 8 Bits mas significativos de los 10 Bits de datos, resultando un cuarto de la resolución del instrumento.
- Corrección geométrica. Se realiza para reducir los efectos de perspectiva provocados por la altura del satélite y la curvatura de la tierra.
- Conversión Digital a Analógica. Los datos digitales son convertidos en una señal analógica de 2080Hz de ancho de banda. Esta señal modula en amplitud a una portadora de 2.4KHz, resultando una señal de un ancho de banda de 4160Hz que es enviada al transmisor de VHF para ser transmitida a tierra.

En los formatos *GAC*, *HRPT* y *LAC* los datos son procesados en forma digital, sin ser reconvertidos a analógico como en el caso de *APT*. Sin embargo su tratamiento está fuera del alcance del presente trabajo. Para mayor información se puede consultar la Referencia [2].

Los radiómetros son diseñados para operar durante un periodo de tres años en órbita

1.4 Objetivo Científico de los Satélites TIROS/NOAA

El principal instrumento que transportan los satélites *TIROS/NOAA* es el Radiómetro *AVHRR*. El objetivo científico de este instrumento es la detección de nubes, determinación de la temperatura de la estratosfera y la troposfera, la detección del intercambio de radiación de la tierra, estudio de la química del aire (dióxido de carbono, ozono concentración de gases volcánicos y de aerosoles), determinación del movimiento del hielo y las corrientes marítimas, temperatura de la superficie del mar, cartografía de la superficie terrestre y estudio de los contornos tierra – agua.

Los canales 1 y 2, sensibles a la luz solar, nos muestran su luz reflejada desde la Tierra. Son los apropiados para observar las nubes, los límites de los mares, continentes e islas. También el relieve del suelo, incluso de las zonas heladas.

El canal 3A fue adicionado a partir de la tercera versión del instrumento para mejorar la capacidad de discriminación entre nieve - hielo y nubes.

El canal 3B se encuentra entre el espacio espectral de la luz solar reflejada y la radiación de la Tierra. Es sensible a fuentes de calor extremas como el fuego.

Operacionalmente el canal 3A está activo durante la parte diurna de cada órbita, mientras que el canal 3B está activo durante la parte nocturna de cada órbita.

Los canales 4 y 5 miden la radiación de la Tierra. Permiten evaluar la temperatura terrestre y la observación de las nubes durante la noche.

En la siguiente tabla se muestran las características de cada canal [3].

Canales	Longitud de onda (μm)	Región Espectral	Uso Principal
Canal 1	0.58 - 0.68	Rojo, final de la luz visible	Detección de nubes diurnas y cartografía de la superficie
Canal 2	0.725 - 1.10	Infrarrojo cercano	Delimitación de la superficie de las aguas, hielos y fusión de nieve
Canal 3A	1.58 - 1.64	Infrarrojo cercano	Detección de hielo y Nieve (<i>AVHRR a partir del NOAA 15</i>)
Canal 3B	3.55 - 3.93	Infrarrojo medio	Determinación de la temperatura de la superficie del mar. Cartografía de las nubes por la noche y detección de fuego.
Canal 4	10.3 - 11.3	Infrarrojo térmico	Determinación de la temperatura de la superficie del mar Cartografía de las nubes por la noche
Canal 5	11.5 - 12.5	Infrarrojo térmico	Determinación de la temperatura de la superficie del mar

Se destaca que las imágenes suministradas por el sensor *AVHRR* no solo se utilizan para determinar parámetros atmosféricos y climáticos para cuales fue diseñado, sino que también sirven de base a innumerables estudios de otras disciplinas. Por ejemplo estudios geológicos [4], estudios geográficos [5], [6], detección de incendios forestales [7], [8] y muchos otros.

1.5 Formato de Video del Sistema *APT*

La señal que se obtiene a la salida del receptor que se construyó y se detallará a lo largo del presente informe, es un tono de audio de 2400Hz modulado en amplitud. La amplitud o intensidad del tono varía; estas variaciones responden a los distintos valores de video que rescataremos de la señal. El tono tiene un valor de pico máximo que representa las zonas blancas de la imagen. Su valor mínimo representa los negros (el tono nunca declina hasta cero). Los valores intermedios entre el límite de negro y el límite de blanco (4% y 100% de la amplitud máxima respectivamente) representan valores de grises intermedios.

La decodificación convierte las variaciones de amplitud del tono recibido en su equivalente en valores de brillo.

El tono de 2400Hz es generado en el satélite por el *MIRP* (*Manipulated Information Rate Processor*). Este toma datos de dos canales de los seis disponibles del instrumento *AVHRR*, los procesa e inserta datos de calibración y telemetría para cada uno de los dos canales seleccionados. Los datos así formateados pasan a un conversor digital-analógico. La señal analógica obtenida es filtrada y finalmente modula la subportadora

de 2400Hz. Esta subportadora modula en frecuencia a la señal de RF en la banda de VHF (137MHz) que finalmente se transmite a Tierra por la antena correspondiente.

Cualquiera de los seis canales del sensor *AVHRR* puede ser seleccionado por el comando del satélite en tierra para ser transmitidos. Sin embargo, generalmente, se selecciona el canal 1 (visible) durante las pasadas diurnas, para ser transmitido en *APT* como canal *A*. El canal 4 (Infrarrojo térmico) se selecciona generalmente para ser transmitido en *APT* como canal *B*. Durante las pasadas nocturnas el canal 1 (visible) es reemplazado por el canal 3B (infrarrojo medio).

Los sensores capturan una línea de imagen y al cabo de la duración de ésta se transmite. El espejo del radiómetro gira a una velocidad de 120 revoluciones por minuto o 2 revoluciones por segundo. Una línea de datos de la imagen compuesta (canales *A* y *B*) es transmitida en cada revolución del espejo, por lo tanto, la velocidad de transmisión de cada línea es 2 líneas por segundo o 120 líneas por minuto. La duración de cada línea es de 500 milisegundos.

Durante la mitad de cada revolución del espejo se envían los datos del canal *A* (generalmente visible). Durante la otra mitad se envían los datos del canal *B* (generalmente infrarrojo). Por consiguiente, cada línea de 500 milisegundos está compuesta por dos clases de datos, información del canal *A* en los primeros 250 milisegundos y datos del canal *B* en los restantes 250 milisegundos. Además de esta información se envían datos de calibración y telemetría y pulsos de sincronismo para cada canal.

Cada línea del canal *A* comienza con los pulsos de sincronismo correspondientes al canal. Son siete ciclos donde el nivel de la subportadora varía desde el blanco al negro y viceversa. Estas siete transiciones ocurren a una frecuencia de 1040Hz. Al observar la imagen decodificada, este tren de pulsos aparece como una serie de barras finas verticales, blancas y negras.

Si el canal *A* está transmitiendo el canal visible del *AVHRR*, en el momento en el que el sensor comienza el barrido, existe un instante en el que está observando el espacio libre, durante este instante la imagen aparece como negra. Marcas blancas son insertadas cada minuto por el reloj del satélite. Estas marcas proporcionan una importante referencia de tiempos. El instante en el que está observando el espacio se conoce como *Pre-Earth Scan*, en este caso es *Visible Pre-Earth Scan*.

La mayor parte de los 250 milisegundos del intervalo correspondiente al canal *A* la ocupa el escaneo de la tierra (*Earth Scan*). Si el canal *A* está transmitiendo el canal visible, la información obtenida es equivalente a lo que el ojo puede ver, las nubes aparecen en varias escalas de blanco, el agua es negra y la tierra se muestra en tonos intermedios de grises. El rango de la escala de grises depende de la intensidad y el ángulo de la luz solar sobre la superficie captada por el satélite.

La línea del canal *A* termina con una zona destinada a información de telemetría. La información es codificada en una serie de 16 trozos (wedges), que se utilizan para la calibración de la imagen. Cada wedge se compone con la información de 8 líneas sucesivas. Los wedges 1 al 14 son idénticos en ambos canales. Solo cambian los restantes, el 15 representa la radiación de un cuerpo negro (tomada como referencia para los canales infrarrojos) y el 16 identifica el canal del Radiómetro que se está transmitiendo.

El segmento correspondiente al canal *B* está a continuación del canal *A* sobre la misma línea, en los 250 milisegundos restantes. Al igual que la línea del canal *A*, comienza con una secuencia de siete pulsos de sincronismo. Estos pulsos ocurren a una frecuencia de 832Hz.

Si el canal *B* esta transmitiendo un canal infrarrojo del Radiómetro, el instante en el que comienza el barrido de la imagen (*IR Pre-Earth Scan*), es el instante en el que se está observando el espacio libre, la imagen aparece como una línea blanca, contrariamente a lo que ocurre al observar en el canal visible. Esto es debido a que el frío es representado por el color blanco en las imágenes infrarrojas. Marcas negras son insertadas cada minuto por el reloj del satélite.

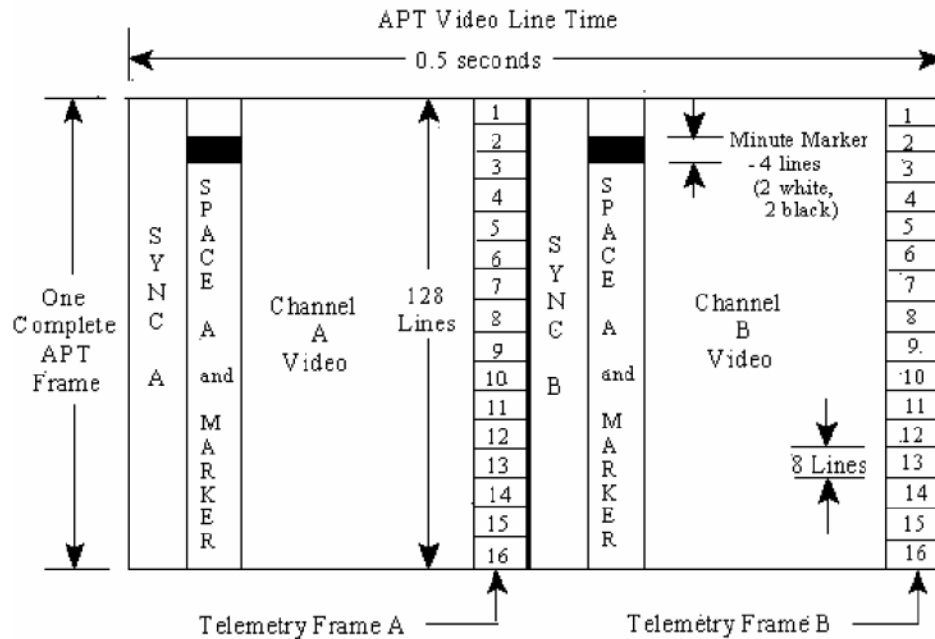


Figura 1.6: Formato de video completo del sistema APT. La figura represente un cuadro (frame) de la imagen.

WEDGE #1	WEDGE #2	WEDGE #3	WEDGE #4	WEDGE #5	WEDGE #6	WEDGE #7	WEDGE #8
1	2	3	4	5	6	7	8
Zero Modulation Reference	Thermistor Temp. #1	Thermistor Temp. #2	Thermistor Temp. #3	Thermistor Temp. #4	Patch Temp.	Back Scan	Channel I.D. Wedge
9	10	11	12	13	14	15	16

Notes:

- 1) Each telemetry frames consists of 16 points
- 2) Telemetry frame rate is 1 frame per 84 seconds
- 3) Each telemetry point is repeated on 8 successive APT video lines

Figura 1.7: Referencia de los trozos (wedges) de telemetría.

La mayor parte de los 250 milisegundos del intervalo correspondiente al canal *B* la ocupa el escaneo de la tierra (*Earth Scan*). Si el canal *B* está transmitiendo uno de los canales Infrarrojos, los objetos calientes aparecen más oscuros que los fríos. Si el display esta optimizado para observar los datos de luz visible, los datos *IR* sufrirán un corrimiento hacia el blanco, produciendo una imagen con bajo contraste. La línea del canal *B* culmina con su secuencia de telemetría.

La figura 1.6 representa un cuadro (frame) de imagen, compuesto por 128 líneas. El cuadro es la mínima unidad de información que se requiere en la estación terrena para una calibración completa de la imagen durante una pasada del satélite, ya que contiene toda la información de telemetría necesaria. Cada uno de los 16 trozos de telemetría, se constituyen con la última parte de 8 líneas sucesivas [9].

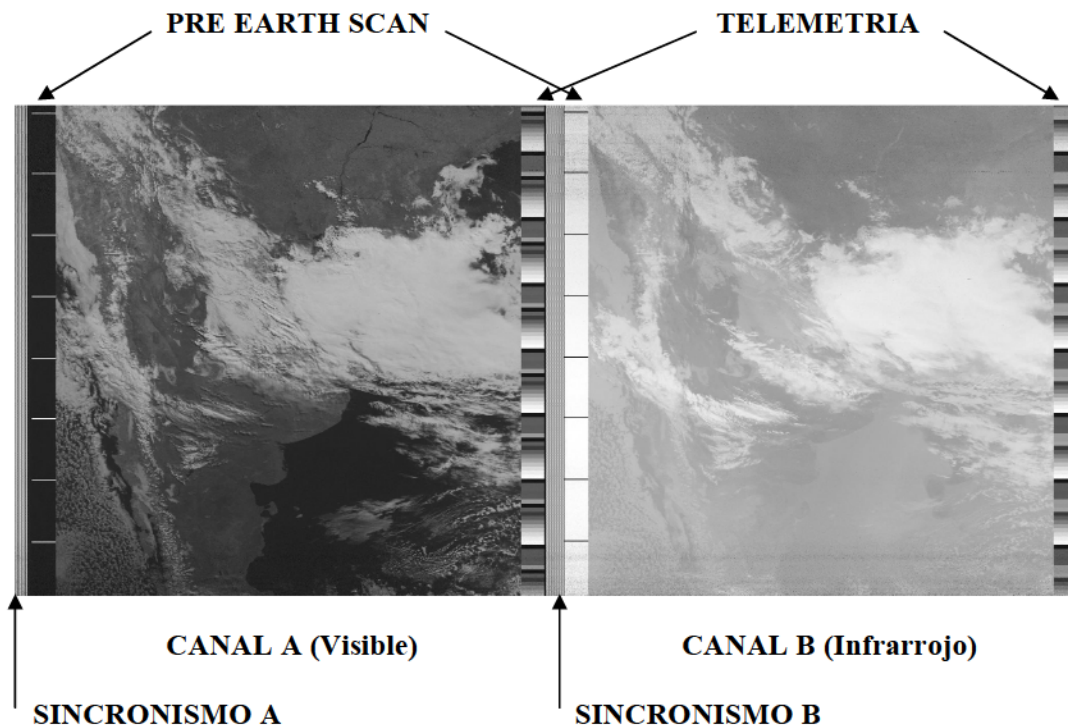


Figura 1.8: Imagen recuperada con sus características principales

1.6 Resumen de Parámetros de Interés

En las siguientes tablas se resumen los parámetros que se usan como base para el desarrollo del trabajo.

Satélites <i>TIROS/NOAA</i> Operativos [10]				
Satélite	Frecuencia Bajada <i>APT</i>	Altura	Pasada	Estado <i>AVHRR</i>
<i>NOAA 15</i>	137.500 MHz	807 Km	AM	Operacional con Limitaciones
<i>NOAA 17</i>	137.620 MHz	810 Km	AM	Operacional(performance degradada)
<i>NOAA 18</i>	137.9125 MHz	854 Km	PM	Operacional
<i>NOAA 19</i>	137.100 MHz	870 Km	PM	Operacional

Parámetros del Sistema <i>APT</i>	
Canales de datos	2 Transmitidos 6 Disponibles
Resolución	4.0 Kilómetros
Modulación de Portadora	Subportadora de AM , 2.4KHz en Portadora de FM
Ratio de Cuadro	1 Cuadro cada 64 segundos
Longitud de Cuadro	128 Líneas
Ratio de línea	2 Líneas por segundo

1.7 Referencias

[1]. NOAA N Prime Booklet.12_16_2008.

[2]. NOAA KLM User's Guide, Section 3.1:Advanced Very High Resolution Radiometer/3 (AVHRR/3)

[3]. NOAA Satellite and Information Service.

[4].PROCESAMIENTO DE IMÁGENES A VHRR CON FINES GEOLÓGICOS EN LA PENÍNSULA IBÉRICA. D. Gustavo Hernández Domínguez. Ingeniero Técnico en Topografía. Colaboradores: D. Santiago Ormeño Villajos., D. Miguel Angel Manso Callejo., E.U.I.T. Topográfica. UPM (Madrid). (Marzo de 1998).

[5].INFLUENCIA DE LA TOPOGRAFÍA EN LA ESTACIONALIDAD DE LA ACTIVIDAD VEGETAL, ANÁLISIS EN EL PIRINEO OCCIDENTAL ARAGONÉS

A PARTIR DE IMÁGENES NOAA-AVHRR. Lasanta Teodoro, Vicente-Serrano Sergio M., Romo Alfredo. Asociación de Geógrafos Españoles (AGE). Boletín de la AGE 38: 175-197 (2004).

[6].USO DE SERIES TEMPORALES DSE IMÁGEMES NOAA-AVHRR PARA MODELAR LA ARIDEZ, González Loyarte, María Margarita; Diblasi, Ángela Magdalena; Menenti, Máximo. Taller Instituto Nacional del Agua, Mendoza, Argentina. (Noviembre de 2008).

[7].DETECCIÓN DE INCENDIOS FORSTALES UTILIZANDO IMÁGENS NOAA/16-LAC, Carlos Muñoz, Patricio Acevedo, Sonia Salvoc, Gonzalo Fagaldea, Francisco Vargasd. Universidad de La Frontera, Departamento de Ciencias Físicas, Temuco, Chile. Universidad de La Frontera, Departamento de Matemática y Estadística, Temuco, Chile. Corporación Nacional Forestal CONAF, IX Región, Chile.(2007).

[8].EVALUACIÓN DE IMÁGENES NOAA-AVHRR Y TERRA-MODIS PARA CARTOGRAFÍA REGIONAL DE ÁREAS QUEMADAS. Emilio Chuvieco, María pilar Martín y Gemma Ventura, Departamento de Geografía. Universidad de Alcalá, Instituto de Economía y Geografía de Madrid. (2001).

[9]. NOAA KLM User's Guide, Section 4.2:APT System.

[10]. <http://www.oso.noaa.gov/poesstatus/>

Capítulo 2

ORBITAS DE LOS SATÉLITES TIROS/NOAA

2.1 Introducción - Como encontrar al Satélite

La órbita del satélite es el camino trazado por este en su recorrido en torno a la tierra.

Para poder recibir las señales de los satélites *NOAA* es necesario saber en que momentos están visibles desde la estación terrena, por lo tanto, su orbita debe ser predicha para poder ubicar al satélite y detectar sus señales.

La base empírica para describir los movimientos de los satélites son las tres leyes de Kepler (Johaan Kepler, 1571-1630), que tienen relación directa con resultados analíticos de las leyes de Newton.

Partiendo de las leyes de Kepler se determinan siete números o constantes que *determinan la órbita de un satélite*. Estos números son llamados *elementos orbitales* del satélite o *elementos Keplerianos*. Existen diferentes paquetes de software que partiendo de estas constantes realizan los cálculos de la posición del satélite. Estos programas posibilitan el seguimiento en tiempo real de los satélites y realizan predicciones para determinar futuros pasos.

Es de destacar que también es posible realizar estos cálculos en forma manual, sin embargo, no es el objetivo de este capitulo realizar una descripción detallada de dicho calculo, sino realizar una descripción de los datos utilizados por los programas que los realizan, para comprender su funcionamiento e interpretar los datos que los programas entregan como resultado, pudiendo así determinar con buena precisión la ubicación del satélite en un instante de tiempo.

2.2 Cuadro de Referencia: Coordenadas Geográficas

El primer paso para describir el movimiento de un satélite en órbita es asignar un punto de referencia o punto de observación.

Para relacionar una órbita con un punto determinado de la superficie terrestre, se debe establecer un sistema de referencia para localizar lugares específicos del globo.

El método de locación divide al globo terráqueo en líneas imaginarias conocidas como *Meridianos* y *Paralelos*. Estas líneas se entrecruzan unas a otras formando una grilla sobre la superficie terrestre. Las líneas horizontales (*Paralelos*) se conocen como líneas de *Latitud*, mientras que las verticales (*Meridianos*) se denominan líneas de *Longitud*.

Las líneas de *Longitud* corren de Polo Norte a Polo Sur, formando círculos iguales al contorno de la superficie de la Tierra que se cortan en los polos. Son 360 líneas (180 círculos completos) que componen los 360 grados de *Longitud*, a partir de la línea de *Longitud cero grado* y hacia el Este (hacia la derecha en un mapa de escala Mercator). El *Meridiano* que pasa por la ciudad de *Greenwich* (Inglaterra) es por convención el primer *Meridiano* o *Longitud cero grado*.

Por convención también suelen tomarse 180 grados positivos hacia el Oeste (hacia la izquierda) y 180 grados negativos hacia el Este (hacia la derecha).

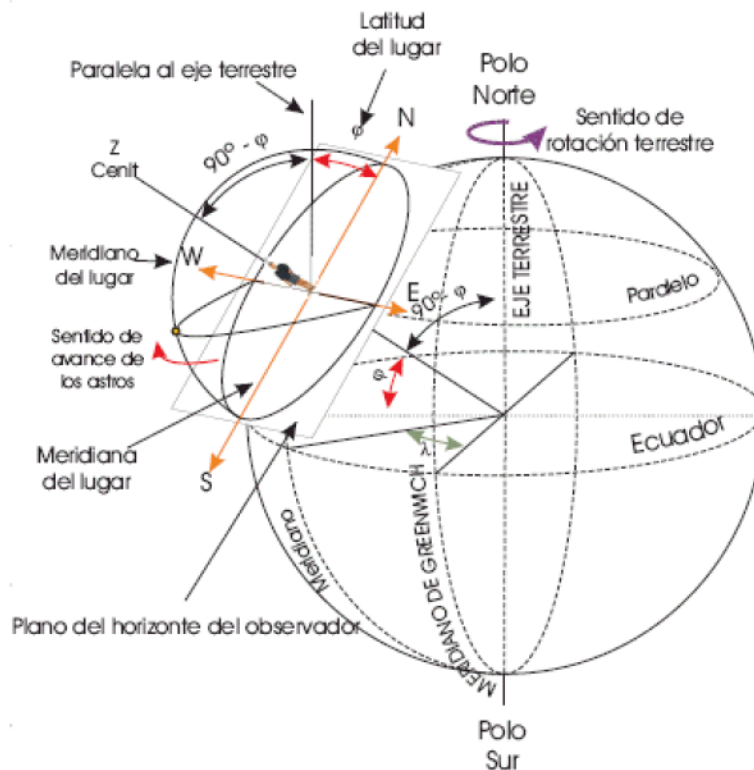


Figura 2.1

En cuanto a las líneas de *Latitud* son 180 círculos paralelos horizontales siendo el mayor situado en la línea del *Ecuador*, denominada *Latitud cero grado*. A partir de ella tenemos 90 grados o círculos hacia el hemisferio Norte denominados *Latitud positiva* estando el *Polo Norte* situado en la *Latitud +90 grados*. Por otro lado tenemos 90 grados o círculos hacia el hemisferio Sur denominados *Latitud negativa*, estando el Polo Sur situado en la *Latitud - 90 grados*.

Este método permite localizar con la intersección de las líneas de *Latitud* y *Longitud* un punto sobre la superficie de la tierra. Por ejemplo, la ciudad de La Plata, situada en el hemisferio sur, esta en la *Latitud -34,91°* o *34,91° de Latitud Sur* y *57,96° al Oeste del Meridiano de Greenwich* o *Longitud 57,96°*.

2.3 Azimut – Elevación – Rango

Con lo descrito anteriormente es posible ubicar un punto sobre la superficie de la tierra. Un punto en el espacio, en cambio, puede ser estimado con una *Latitud*, *Longitud* y una *Altura* sobre un punto de la tierra.

Se define como *Azimut* a una dirección horizontal, donde se toma como referencia el *Norte* como cero grado. Girando hacia el *Este*, es decir, en sentido de la agujas del reloj, llegamos a los 90 grados. Hacia el *Sur* tenemos los 180 grados de *Azimut* continuando hasta los 270 grados de *Azimut* en el *Oeste*, y finalmente llegando al punto de partida donde los 360 grados coinciden con los 0 grados del *Norte*.

La *Elevación* es el ángulo que forma una línea entre el observador y el *Azimut* por un lado, y el observador y el satélite en el espacio por otro. Así tenemos una elevación de 0 grados cuando el satélite aparece por el horizonte y un máximo de 90 grados cuando el satélite esta encima de nosotros.

Rango es la distancia en línea recta entre el observador y el satélite.

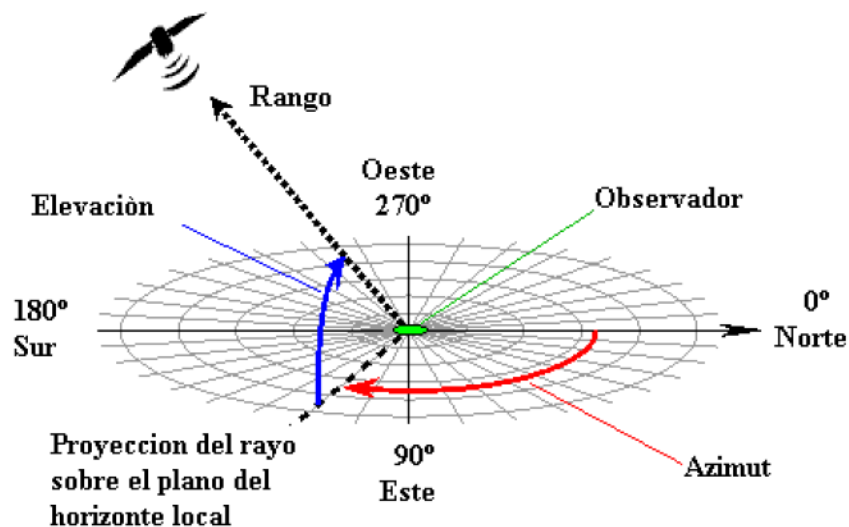


Figura 2.2

2.4 Leyes de Kepler

A continuación se enuncian las tres leyes fundamentales para describir los movimientos de los satélites:

1. Ley de las Órbitas: Todos los satélites se mueven en órbitas elípticas teniendo a la Tierra como uno de los focos. La órbita se halla descripta por dos parámetros: el semieje mayor a y la excentricidad e . La distancia desde el centro de la elipse a cualquiera de los focos es ea . Una órbita circular es un caso especial de una órbita elíptica con $e = 0$, en cuyo caso los dos focos se funden en un solo punto situado en el centro del círculo.

La figura 2.3 muestra una órbita elíptica típica. El origen de coordenadas está en el cuerpo central, y el cuerpo que gira en torno está localizado en las coordenadas polares r y θ .

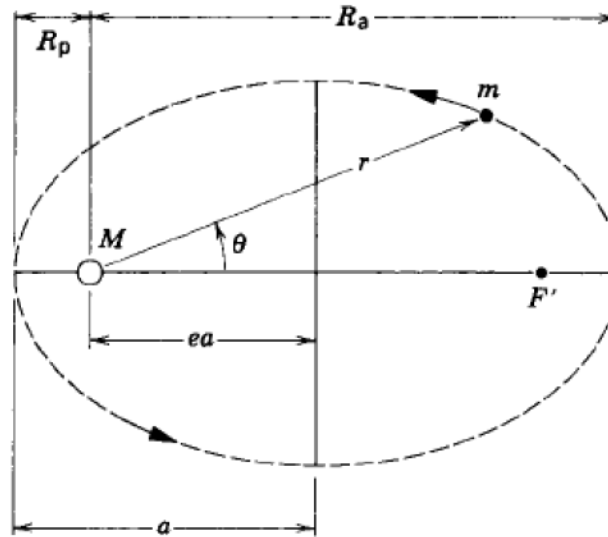


Figura 2.3 Un satélite de masa m se mueve en una órbita elíptica alrededor de la Tierra. La Tierra, de masa M se encuentra en uno de los focos de la elipse. En F' se encuentra el otro foco “vacío”.

La distancia máxima Ra del cuerpo en órbita al cuerpo central se indica con el prefijo griego *apo*, en este caso *apogeo* que significa la distancia máxima desde la Tierra. De igual manera, la distancia mas cercana Rp esta indicada por el prefijo *peri*, *perigeo* en este caso indicando la distancia mínima desde la Tierra.

$$Ra = a(1+e)$$

$$Rp = a(1-e)$$

Para órbitas circulares, $Ra = Rp = a$.

2. Ley de las áreas: Una línea que una a cualquier satélite con la Tierra barre áreas iguales en tiempos iguales. Esta ley dice que el cuerpo en órbita se mueve mas rápidamente cuando esta cerca del cuerpo central que cuando esta lejos. Esta ley es una demostración de la conservación del momento angular del satélite.

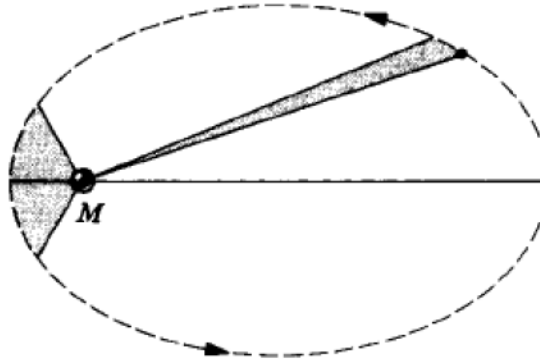


Figura 2.4

3. Ley de los Periodos: El cuadrado del periodo de cualquier satélite alrededor de la Tierra es proporcional al cubo de la distancia media entre el centro de la Tierra y el satélite. El periodo T de la órbita del satélite es el tiempo, en minutos, que requiere el satélite en completar una vuelta alrededor de la Tierra. Para orbitas circulares, la fuerza gravitatoria proporciona la fuerza centrípeta necesaria para el movimiento circular:

$$\frac{GMm}{r^2} = m\omega^2 r$$

Reemplazando a ω por $2\pi/T$, obtenemos:

$$T^2 = \left(\frac{4\pi^2}{GM} \right) r^3$$

Se obtiene un resultado similar para orbitas elípticas, con el radio r reemplazado por el semieje mayor a .

La relación entre T^2 y a^3 está determinada por $4\pi^2/GM$. Para todos los satélites que giran en torno a la Tierra, la razón T^2/a^3 es una constante.

2.5.1 Parámetros Keplerianos

Como se dijo en la introducción, las ecuaciones que determinan la posición de un satélite requieren la definición de un conjunto de parámetros que hacen posible su resolución. Para ello se han definido un conjunto de parámetros conocidos como *Elementos Keplerianos*. Estos parámetros nos permiten definir la elipse de la órbita del

satélite, posteriormente permiten colocar la órbita sobre la Tierra y finalmente ubicar al satélite dentro de la órbita [1].

Época (TO) Epoch Time: El conjunto de parámetros Keplerianos se definen en un instante. El elemento época es un número que identifica este instante.

Inclinación Orbital (IO): La elipse que describe el satélite al orbitar la Tierra se encuentra en un plano conocido como *Plano Orbital*, dicho plano contiene al centro de la Tierra. La inclinación orbital es el ángulo que existe entre el *Plano Orbital* y el plano que contiene al ecuador, la intersección entra ambos se llama *Línea de Nodos*. Las orbitas con inclinaciones cercanas a los 0° son llamadas Ecuatoriales, mientras que las que tienen una inclinación próxima a los 90° son llamadas orbitas Polares.

RAAN (Right Ascension of Ascending Node): A veces llamado Longitud del Nodo Ascendente, este parámetro determina por que punto del Ecuador cruza el satélite en la dirección Norte – Sur. Como la Tierra rota alrededor de su eje, no es posible especificar este parámetro con respecto al sistema de coordenadas *Longitud – Latitud*, se utiliza en su lugar un sistema astronómico de referencia, y el parámetro *RAAN* se define como el ángulo medido en el Ecuador entre el *Plano Orbital* y el punto de corte del Ecuador con la recta que une el centro de la Tierra con el centro del Sol en el *equinoccio vernal*. El *equinoccio vernal* es el momento en el que el sol atraviesa el Ecuador el día 21 de Marzo.

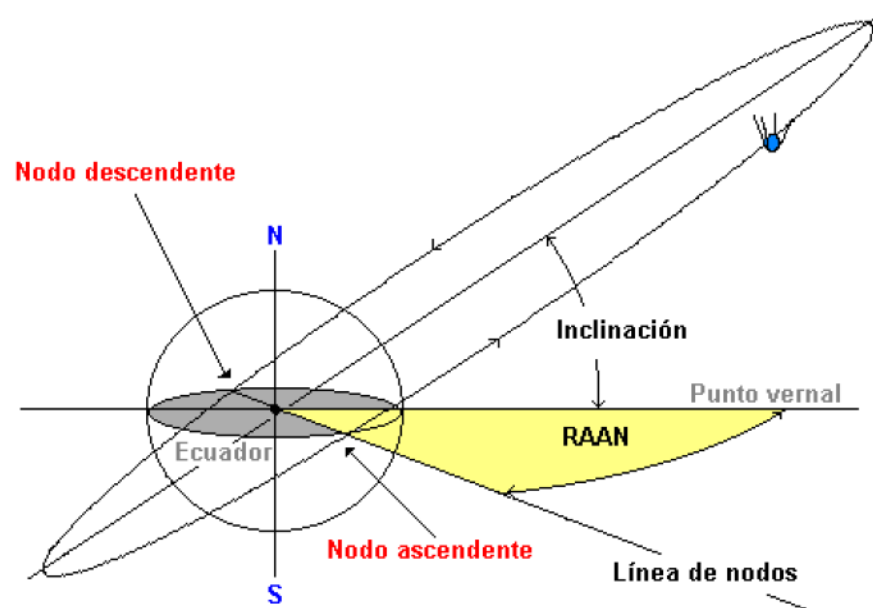


Figura 2.5 Detalle de Inclinación Orbital, RAAN, Nodo Ascendente, Nodo descendente y Línea de Nodos.

Angulo del perigeo (ARGP): Una vez situado el plano de la órbita es necesario colocar la elipse dentro de este plano, para ello se utiliza el ángulo del *perigeo*, que está formado por la *Línea de Nodos* y la línea que une el centro de la Tierra y el punto donde el satélite se encuentra más cerca de la Tierra.

Excentricidad: como ya se ha comentado la órbita del satélite recorre una elipse, la excentricidad e de la órbita se define como:

$$e = \sqrt{1 - \left(\frac{b}{a}\right)^2}$$

Siendo b la longitud del semieje menor.

Velocidad Orbital (NO Mean Motion): Este parámetro se utiliza para definir la lejanía del satélite con respecto a la Tierra, ya que existe una precisa relación entre la velocidad del satélite y la distancia del satélite a la tierra. En el caso de las órbitas circulares la velocidad es constante. La velocidad orbital usualmente se expresa en el número de vueltas que el satélite da a la tierra en un día, y suele estar entre 1 y 16.

Angulo de Posición (Mean Anomaly MO o MA): Una vez que tenemos perfectamente definida la órbita del satélite lo único que falta es especificar en qué punto de la misma se encuentra el satélite en un momento determinado. Este parámetro define donde se encuentra el satélite a lo largo de la órbita en el momento del Epoch Time. Específicamente es una medida de tiempo desde el *perigeo*, expresado como una cantidad proporcional angular de 360°. Este ángulo se define como 0° cuando el satélite se encuentra en el *perigeo*, en la cuarta parte del recorrido de la órbita será 90°, cuando llegue a la mitad de la órbita (*apogeo*), será de 180°. Al finalizar el recorrido de la órbita, será igual a 360° que se convierte nuevamente en 0° y así sucesivamente.

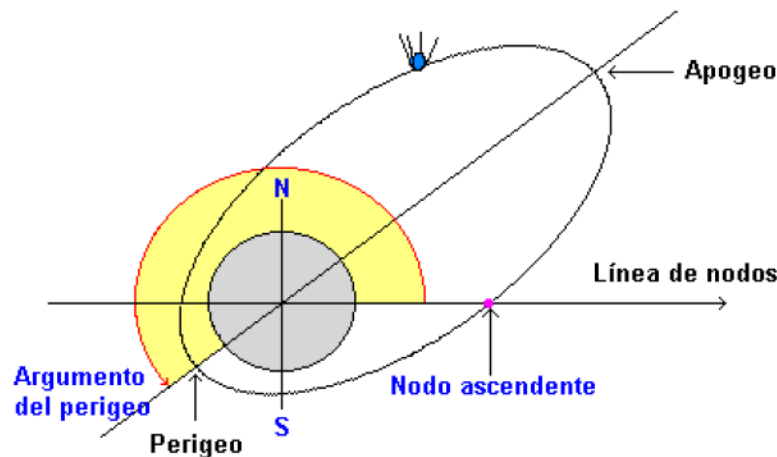


Figura 2.6 Detalle de Nodo Ascendente y Angulo del Perigeo.

2.5.2 Parámetros Complementarios

Otros parámetros suelen acompañar a los parámetros principales, estos parámetros adicionales son:

Numero de Objeto (Catalog Number): Este parámetro identifica al satélite. Es otorgado por organismos internacionales.

Orbit Number o Epoch Rev: Representa el numero de la orbita en el momento del *Epoch Time* tabulado desde la primer órbita a partir del lanzamiento.

Decaimiento (Drag o Decay Rate): El obstáculo que ofrece la atmósfera terrestre causa una disminución de la velocidad del satélite y que por lo tanto éste comience a decaer en forma de espiral. Este efecto se manifiesta en un ligero aumento del número de vueltas (en milésimas) por día, o en una disminución de la duración de cada órbita. Si las órbitas son extremadamente elípticas puede ocurrir un efecto contrario, provocado por las influencias gravitatorias de la Luna o del Sol. Este parámetro nos dice cual es variación de la *Velocidad orbital*.

Checksum: Es un control numérico que garantiza que los datos recibidos no tienen errores.

2.5.3 Donde y Como Obtener estos Parámetros

Uno de los métodos más comúnmente utilizados para comunicar los parámetros orbitales es el *Set de Elementos de dos Líneas* (Conocido como *TLE*, *Two Line Element*), generado por *NORAD* (*North American Aerospace Defense Command*) [2], en Cheyenne Mountain, Colorado. *NORAD* provee estos datos a *NASA* para ser distribuidos a científicos y publico en general.

A continuación se muestran los Elementos Orbitales en formato *TLE*, correspondientes al satélite *NOAA 19*, del día 8 de mayo de 2010.

NOAA-19

```
1 33591U 09005A 10127.51598008 .00000037 00000-0 44787-4 0 5307
2 33591 98.7873 70.5064 0014930 47.3449 312.8970 14.11050110 64177
```

Los datos se interpretan de la siguiente manera:

DECODE 2-LINE ELSETS WITH THE FOLLOWING KEY:

```
1 AAAAAU 00 0 0 BBBB.BBBBBBBB .CCCCCCCC 00000-0 00000-0 0 DDDZ
2 AAAAA EEE.EEEE FFF.FFFF GGGGGG HHH.HHHH III.IIII JJ.JJJJJJJKKKKKZ
KEY: A-CATALOGNUM B-EPOCHTIME C-DECAY D-ELSETNUM E-INCLINATION F-RAAN
G-ECCENTRICITY H-ARGPERIGEE I-MNANOM J-MNMOTION K-ORBITNUM Z-CHECKSUM
```

Los elementos Keplerianos en este formato se pueden obtener de Internet, de las Referencias [3], [4] y [5].

2.6 Órbitas de los Satélites *TIROS/NOAA*

Observando los Parámetros orbitales del satélite *NOAA 19*, vemos que su valor de *Excentricidad* es prácticamente cero, y su *Inclinación Orbital* es de $98,7873^\circ$. Esto nos dice que el satélite describe una órbita circular inclinada $98,7873^\circ$ con respecto al Ecuador. Para valores de inclinaciones orbitales de alrededor de 98° , y dependiendo de la altura del satélite, se verifica que el *Nodo Ascendente* de la órbita se mueve hacia el Este, aproximadamente 1° por día. Coincidentemente, la Tierra también se mueve hacia el Este aproximadamente 1° por día (movimiento de precesión, 360° en 365 días), entonces resulta que el plano orbital del satélite mantiene siempre la misma orientación con respecto al Sol. Estas órbitas particulares se conocen como *Órbitas Heliosincronicas*, y tiene como ventaja que el satélite ve la luz solar con el mismo ángulo al pasar sobre un punto particular en la superficie de la Tierra. Como resultado, las sombras proyectadas sobre la superficie de la Tierra no cambian cuando las imágenes son tomadas con diferencia de días o incluso semanas.

Esto es importante en misiones de teledetección, ya que se utilizan las sombras para diferenciar los objetos. Manteniendo el mismo ángulo de observación con respecto al Sol día tras día se puede realizar un seguimiento de los cambios en el clima y en el terreno.

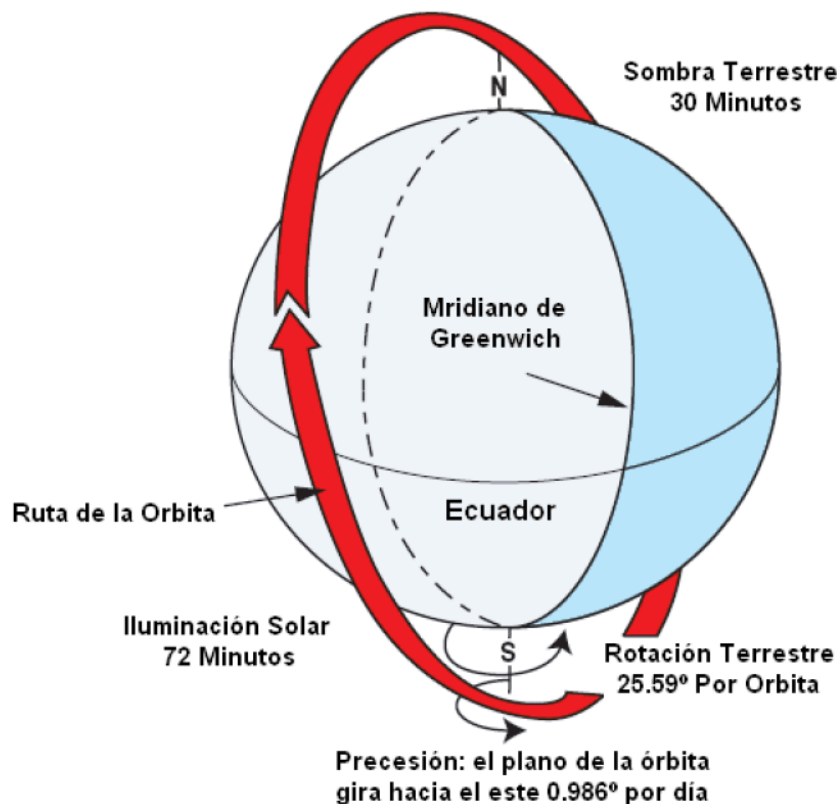


Figura 2.7 Detalle de la órbita del satélite *NOAA 19*.

La altura de la órbita del satélite *NOAA 19* es de 870 Kilómetros y el periodo orbital total es de 102,14 minutos. Durante 72 minutos el satélite es iluminado por el Sol y durante los restantes 30 minutos se encuentra eclipsado por la Tierra.

Durante el tiempo transcurrido en cada órbita la Tierra gira $25,59^\circ$. El satélite observa una porción diferente de la superficie terrestre en cada órbita. De esta manera, al cabo de aproximadamente 14 revoluciones el satélite ha observado la totalidad de la superficie terrestre [6].

Los restantes satélites, *NOAA 15*, *NOAA 17* y *NOAA 18*, recorren orbitas similares. Solo difieren notablemente en el valor de la *Longitud del Nodo Ascendente (RAAN)*, lo que produce una separación angular de los planos de las órbitas recorridas.

En el siguiente grafico se ilustra la configuración de las orbitas de los distintos satélites y la presesión orbital con respecto al sol. La punta de la flecha indica el *Nodo Descendente* y el tiempo mostrado es la hora solar local en el *Nodo Ascendente* [7].

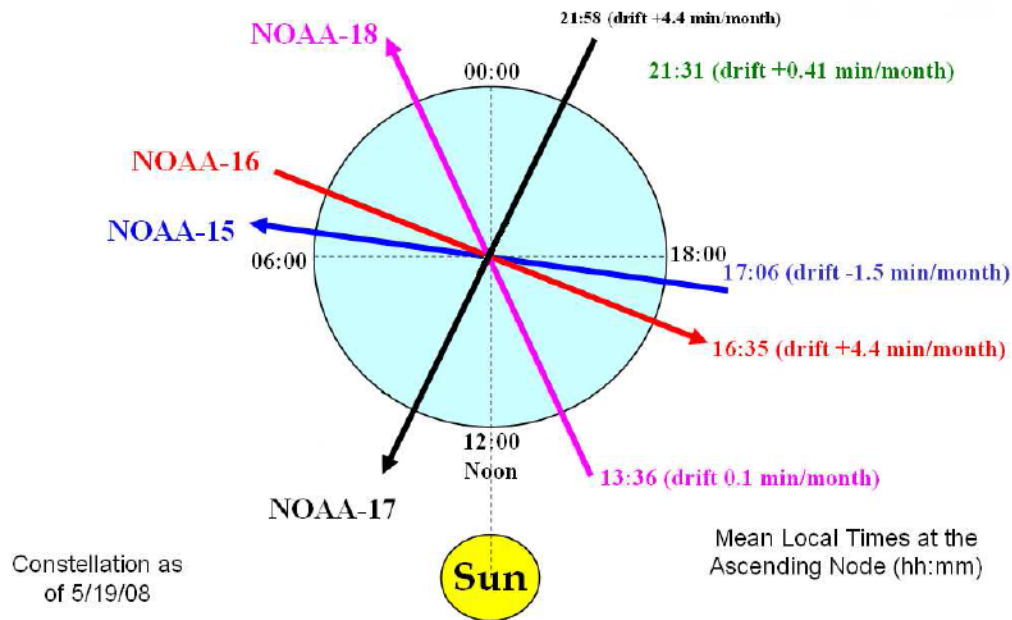


Figura 2.8 Configuración orbital de la constelación de satélites *NOAA* al 19/5/2008.

2.7 Predicciones

Uno de los problemas mas importantes a resolver para recibir la señal del satélite es predecir en que momentos el satélite estará visible desde la estación terrena. Para determinar estos momentos se pueden usar las leyes de Kepler, partiendo de los

parámetros orbitales se plantean un conjunto de ecuaciones que determinan la posición del satélite para un instante de tiempo particular. Actualmente existen numerosos software que partiendo de los parámetros Keplerianos y a través de procesamiento, resuelven las ecuaciones y entregan la información de la posición del satélite. (El planteo formal de las ecuaciones está fuera del alcance del presente trabajo. Para mayor información se puede consultar las Referencias [1] y [9]).

Entre la gran variedad de programas disponibles se seleccionaron dos para trabajar:

- *Orbitron*, realizado por Scott Harter [9].
- *Satscape*, realizado por Sebastián Stoff [10].

Estos programas posibilitan el seguimiento en tiempo real de los satélites y realizan predicciones para futuros pasos con muy buena precisión. Ambos programas se pueden obtener gratuitamente en Internet.

Para comenzar a trabajar, una vez que se instaló el soft, hay que ingresarle la posición de la estación terrena (*latitud y longitud*), y actualizar los parámetros Keplerianos.

Entre la información que entregan los programas se destacan dos parámetros importantes, *AOS (Adquisition of Signal)*, nos indica la hora en que la señal del satélite comienza a ser recibida por la estación receptora, y *LOS (Lost of Signal)*, nos indica la hora en que se pierde la señal. Estos tiempos se corresponden con el momento en que la estación terrena queda iluminada por el *Foot Print* de la antena del satélite.

Otros parámetros que suministran los programas son *Azimet, Elevación y Rango*. Estos parámetros son útiles en el caso de realizar un seguimiento del satélite con antenas de alta ganancia. El valor máximo de *Elevación* es un parámetro característico para una dada pasada (no debe confundirse con la altura del satélite respecto de la superficie Terrestre). Si el valor máximo de *Elevación* es de 90°, en cierto instante la estación terrena se encontrará justo debajo del satélite (subpunto del satélite), en este caso la distancia del satélite al punto de observación es mínima. Un valor máximo de *Elevación* mas bajo (menor a 25°), provoca un aumento considerable de la distancia entre el satélite y la estación receptora, con lo que aumenta la atenuación de la señal. Además el tiempo en el que el satélite se encuentra en el rango de visibilidad (tiempo entre *AOS* y *LOS*), disminuye notoriamente, resultando pasadas de mucho menor duración, lo que provoca poco interés por este tipo de pasadas.

A continuación se muestra una tabla obtenida del programa *Satscape* con la predicción de las pasadas sobre la ciudad de La Plata, para el día 14 de Mayo de 2010. Para este día se observan dos pasadas de interés, una a las 02:13:49 Hs, con 71° de *Elevación* máxima y la otra a las 14:40:10 Hs, también con 71° de *Elevación* máxima.

SATELLITE	DATE-----	TIME----	S-AZ	MAX EL-----	DURATION	E-AZ	SUNLIT
NOAA 19	14 MAY 2010	00:35:16	063	14 (AZ 118)	00:13:09	172	No
NOAA 19	14 MAY 2010	02:13:49	009	71 (AZ 277)	00:16:20	195	No
NOAA 19	14 MAY 2010	03:58:23	308	06 (AZ 268)	00:10:17	228	No
NOAA 19	14 MAY 2010	13:01:39	132	06 (AZ 092)	00:10:07	052	Yes
NOAA 19	14 MAY 2010	14:40:10	165	71 (AZ 087)	00:16:08	351	Yes
NOAA 19	14 MAY 2010	16:21:57	189	14 (AZ 242)	00:12:54	296	Yes

En general se da esta situación, existirán dos pasadas provechosas por satélite por cada día (ocho pasadas útiles por día si recibimos a los cuatro satélites activos).

Además de suministrar los datos tabulados, los programas permiten realizar el seguimiento de los satélites en forma grafica, nos permiten visualizar las orbitas proyectadas sobre un mapa de la Tierra. La proyección de la orbita sobre un planisferio se denomina *Ground Track* o *Pista de Tierra*. En la figura 2.9 se ve al satélite *NOAA 19* desplazándose sobre su *Ground Track*, pasando sobre el norte de la Republica Argentina. Además, el programa muestra el *Foot Print* de la antena del satélite. Se puede apreciar la posición de la Estación Terrena (ciudad de La Plata), y se ve que esta dentro de la pisada de la antena del satélite.

Como ultimo comentario se señala que los factores que provocan el *Decaimiento* (*Drag*), hacen que las orbitas de los satélites se modifiquen a lo largo del tiempo, por lo tanto, habrá que actualizar los parámetros orbitales en forma periódica.

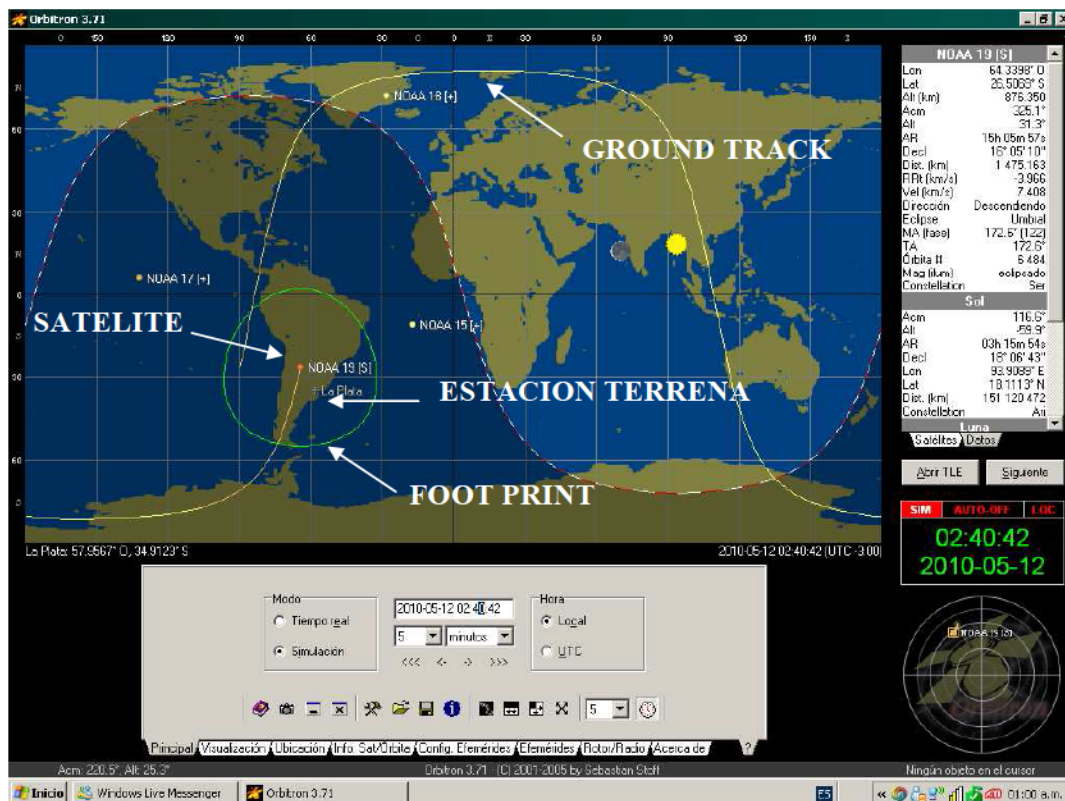


Figura 2.9 Pantalla grafica del programa Orbitron

2.8 Referencias

- [1]. ARRL Satellite Handbook, Martin Davidoff. 2003.
- [2]. <http://www.norad.mil>
- [3]. <http://www.celestrack.com>
- [4]. <http://www.space-track.org>
- [5]. <http://www.amsat.org/amsat-new/tools/keps.php>
- [6]. NOAA N Prime Booklet.12_16_2008.
- [7]. NOAA POES PROGRAM. On Orbit Satellite Performance, Mickey Fitzmaurice. Junio 2008.
- [8]. Satellite Tool Kit Astronautics Primer, Jerry Jon Sellers. 1998.
- [9]. <http://www.stoff.pl/>
- [10]. <http://www.satscape.co.uk>

Capítulo 3

ANÁLISIS DEL RADIOENLACE SATELITE – TIERRA

3.1 Introducción

Existen diferentes aspectos que deben ser tenidos en cuenta en la determinación de un radio enlace entre una estación terrena y un satélite situado en una órbita LEO (órbitas de baja altura, de entre 600 y 1000 Km.), como ejemplos podemos citar las fuentes de ruido generadas por fenómenos naturales, las fuentes de ruido generadas por el hombre, la distancia variable entre la estación terrena y el satélite y los efectos de la ionósfera sobre la propagación de las ondas electromagnéticas.

Se plantea en este capítulo el estudio del canal de propagación en la banda de VHF entre el satélite y la estación terrena, partiendo la ecuación del enlace de comunicaciones y analizando las distintas fuentes de ruido que la afectan, permitiendo modelar el sistema de comunicaciones y estimar las características de las señales para así poder especificar los requerimientos de diseño del equipo receptor y su antena.

Finalmente se plantean también, los efectos Faraday (variación de la polarización de la onda electromagnética) y Doppler (corrimiento de la frecuencia de trabajo del sistema debido al movimiento relativo entre el satélite y la estación receptora) que afectan la transmisión y deben ser tenidos en cuenta para lograr un enlace exitoso.

3.2 Ecuaciones del Enlace

El satélite irradia potencia con un radiador isotrópico, esto genera a una distancia d una densidad de potencia dada por:

$$S_d = P_t / (4\pi d^2) \quad [W / m^2] \quad (3.1)$$

En donde P_t es la potencia promedio irradiada por el satélite.

En el caso de que la antena del satélite, conectada al transmisor mediante una línea de transmisión con pérdidas L_t , posea una ganancia G_t , podemos establecer que la densidad de potencia a una distancia d estará dada por:

$$S_d = P_t L_t G_t / (4\pi d^2) \text{ [W / m}^2\text{]} \quad (3.2)$$

El campo eléctrico transmitido esta caracterizado por la potencia radiada efectiva isotrópica $PIRE$, definida por:

$$PIRE = P_t L_t G_t \text{ [W]} \quad (3.3)$$

En la estación terrena esa potencia es captada por un receptor con una antena con un área de apertura A y con una eficiencia η . Considerando que el producto del área real A por la eficiencia de antena η corresponde al área efectiva de captura A_{ef} y que la misma para una antena isotrópica es:

$$A_{ef} = \lambda^2 / 4\pi \text{ [m}^2\text{]} \quad (3.4)$$

La potencia recibida será:

$$P_r = PIRE \times A_{ef} / (4\pi d^2) \text{ [W]} \quad (3.5)$$

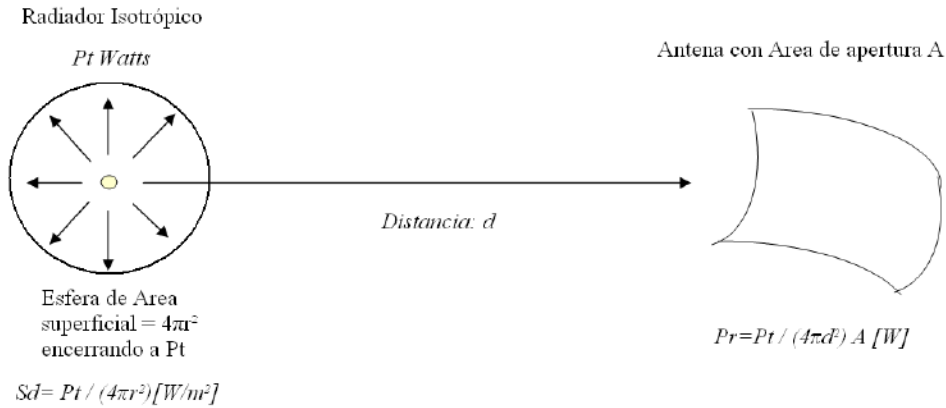


Figura 3.1 Radiador Isotrópico radiando una potencia P_t , la potencia recibida en la antena, de área A , situada a una distancia d es P_r .

Luego, la transferencia de potencia entre la antena transmisora y la receptora es:

$$P_r / PIRE = \left(\lambda / 4\pi d \right)^2 = 1 / P_{el} \quad (3.6)$$

El valor $P_{el} = (4\pi d / \lambda)^2$ es denominado *Pérdida de Transmisión en el Espacio Libre* de una onda de propagación directa. Dicha pérdida es función de la distancia entre el satélite y la estación receptora.

Continuando con el análisis anterior y considerando que la antena receptora posee una ganancia G_r con respecto al radiador isotrópico, la potencia recibida será [1]:

$$P_r = PIRE \times G_r / \left(4\pi d / \lambda \right)^2 [W] = PIRE \times G_r / P_{el} [W] \quad (3.7)$$

Para el análisis del enlace no es suficiente tener en cuenta solo la atenuación del espacio libre sino que es fundamental el cálculo de la relación portadora a ruido (CNR) registrada en el receptor. Este es el dato de importancia que nos permite evaluar el enlace. La relación portadora a ruido está dada por la relación entre la potencia de señal recibida en los terminales de la antena con la potencia de ruido del sistema referenciado al mismo punto en el sistema receptor.

La relación portadora a ruido esta dada por:

$$C / N_0 = (PIRE \times G_r / P_{el}) / (k \times T_{sys}) \quad (3.8)$$

En donde C es la potencia de la portadora en el receptor, N_0 es la densidad espectral de potencia de ruido blanco aditivo en el mismo punto del receptor, T_{sys} es la temperatura equivalente de ruido del sistema, k es la constante de Boltzmann ($1,38 \times 10^{-23} J/K$).

Para tener en cuenta la potencia de ruido total del canal es necesario considerar en el cálculo el *Ancho de Banda Equivalente de Ruido* (B_N). La potencia de ruido del sistema está dada por:

$$N = N_0 B_N = k \times T_{sys} \times B_N [W] \quad (3.9)$$

El *Ancho de Banda Equivalente de Ruido* no es igual al *Ancho de Banda de Señal*, este último se define como el ancho de banda donde la respuesta en amplitud cae 3dB.

El *Ancho de Banda Equivalente de Ruido* de un sistema lineal con una función de transferencia $H(f)$ es definido de la siguiente manera [2]:

$$B_N = \frac{1}{H_0^2} \int_0^\infty |H(f)|^2 df \quad (3.10)$$

Donde H_0 es el valor máximo de $|H(f)|$. El *Ancho de Banda Equivalente de Ruido* representa el ancho de banda de un filtro ideal, ficticio, que deja pasar la misma potencia de ruido que el filtro real con función de transferencia $H(f)$.

El filtro que limita el paso de la potencia de ruido, para el cual se calcula B_N , es el filtro mas angosto de toda la cadena que compone el sistema, siendo este, generalmente, el filtro de *Frecuencia Intermedia*.

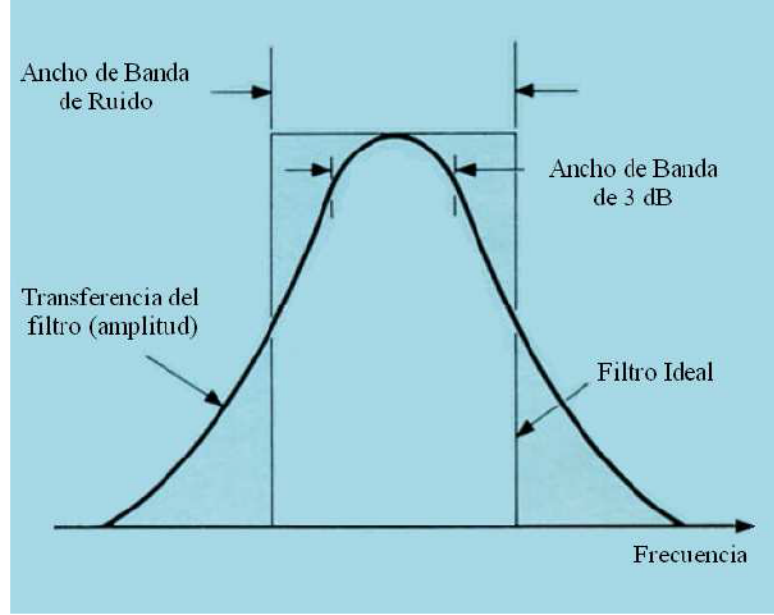


Figura 3.2: Representación grafica del *Ancho de Banda Equivalente de Ruido*. Se puede ver en la figura la transferencia del filtro real y el filtro ideal ficticio equivalente. Las áreas de ambos filtros son iguales.

Finalmente la relación portadora a ruido es:

$$C / N = PIRE \times G_r / (k \times T_{sys} \times B_n \times Pel) \quad (3.11)$$

Y expresándola en dB:

$$C / N [dB] = PIRE[dBW] - Pel[dB] + G_r / T_{sys}[dB] - 10 \log(k \times B_n)[dB] \quad (3.12)$$

Mientras que el transmisor se puede caracterizar completamente por la $PIRE$, podemos ver que el lado receptor queda completamente caracterizado por G_r / T_{sys} . Por esta razón la relación $G_r / T_{sys} [dB/^{\circ}K]$ es denominada figura de mérito de la estación terrena y expresa la sensibilidad del sistema receptor.

Para realizar el cálculo del enlace se partió de los datos suministrados por *NOAA* en las referencias [3] y [4], y que se resumen en la siguiente tabla:

Características de la transmisión APT	
Banda de Frecuencia	VHF, Banda de 136MHz a 139MHz
Frecuencias de Portadora	137.1MHz, 137.5 MHz, 137.62MHz, 137.9125MHz
Estabilidad de frecuencia	$\pm 0.002\%$
Desplazamiento Doppler	± 3 KHz
Emisiones fuera de Banda	-60 dB @ ± 170 KHz desde la Frecuencia de Portadora
Ancho de Banda Transmitido	- 3 dB @ ± 25 KHz desde la Frecuencia de Portadora
Modulación de Portadora	Subportadora de 2,4KHz modulada en Amplitud, sobre Portadora modulada en Frecuencia
Desviación de Portadora	± 17 KHz
Potencia del Transmisor (EOL)	5 W (37 dBm)
Potencia Radiada (dBm @ 63°)	36.7
PIRE	± 33.5 dBm
Polarización	RHC
Umbral de S/N para una visualización aceptable	10 dB

Tabla 3.1

3.3 Pérdida de Transmisión en el Espacio Libre y Potencia en la Antena Receptora

La señal transmitida por el satélite sufrirá una atenuación a lo largo del camino que recorre desde que se emite, hasta que finalmente llega a la estación terrestre. Esta atenuación es causada por la *Pérdida de Transmisión en el Espacio Libre*, definida anteriormente, y depende de dos factores, uno de ellos es la frecuencia de operación, y el otro es el largo de la trayectoria que recorre la señal (distancia en línea recta desde el satélite a la estación terrestre o *Rango*). La frecuencia es una constante para cada satélite, mientras que el *Rango* varía a medida que el satélite se va desplazando a lo largo de su órbita.

La distancia hasta el satélite es función del ángulo de elevación (*EL*), y esta dada por:

$$R = \left[r_s^2 + r_e^2 - 2r_e r_s \cos\left(\frac{\pi}{2} - EL - \alpha\right) \right]^{1/2} \quad (3.13)$$

$$r_s = r_e + A \quad (3.14)$$

Donde r_e es el radio de la tierra (6370 Km), A es la altura del satélite y α es el ángulo de visión del satélite (ángulo con el que el satélite ve a la estación terrena), definido por:

$$\alpha = \sin^{-1} \left(\frac{r_e \cos(EL)}{r_s} \right) \quad (3.15)$$

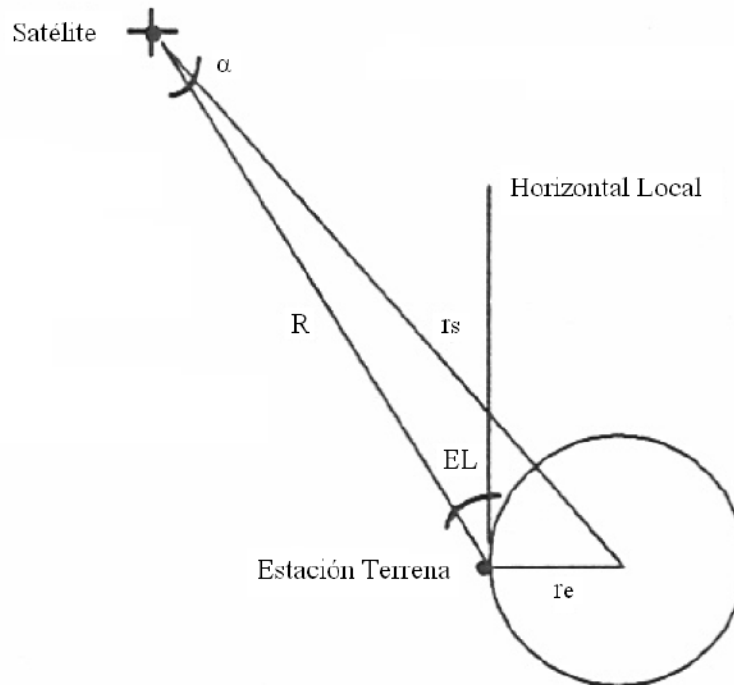


Figura 3.3: Parámetros que intervienen en la determinación del *Rango*. En la figura se exageró la altura del satélite con respecto al radio terrestre para una mejor visualización de los ángulos intervinientes en la geometría.

Teniendo en cuenta que la frecuencia de operación y los valores de altitud varían ligeramente entre los distintos satélites, para realizar el cálculo se tomó la condición más desfavorable que corresponde a la frecuencia más baja ($F = 137,1$ MHz) y la mayor altitud ($A = 870$ Km), ambas correspondientes al satélite *NOAA 19* (ver tabla 1.2 del capítulo 1).

Para tres ángulos de elevación de interés (90° , 10° y 0°), los correspondientes valores del ángulo de visión del satélite son 0° , 60° , y $61,6^\circ$ respectivamente. Los valores de *Rango* correspondientes son 870 Km, 2508 Km, y 3441 Km respectivamente.

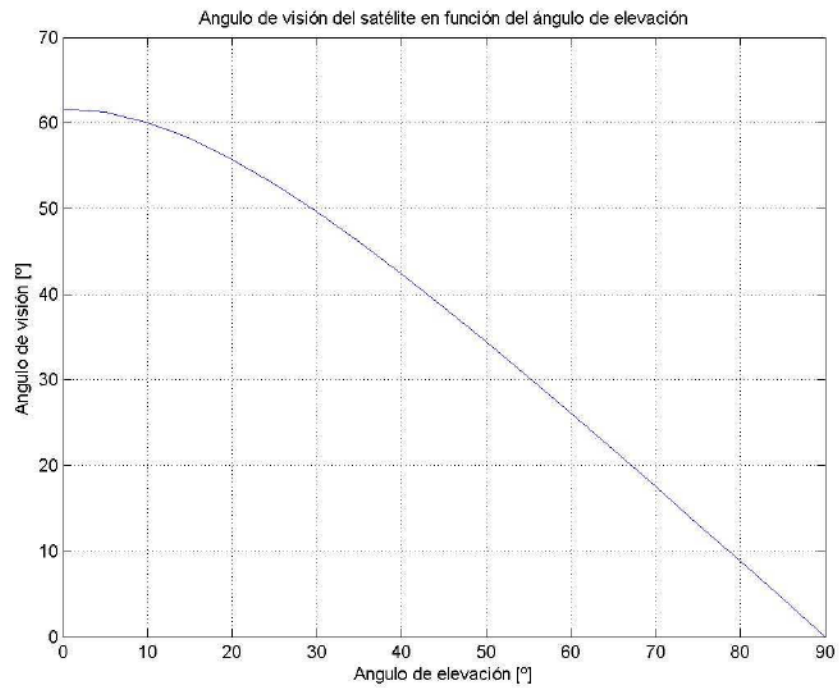


Figura 3.4: Angulo de visión del satélite en función del ángulo de elevación.

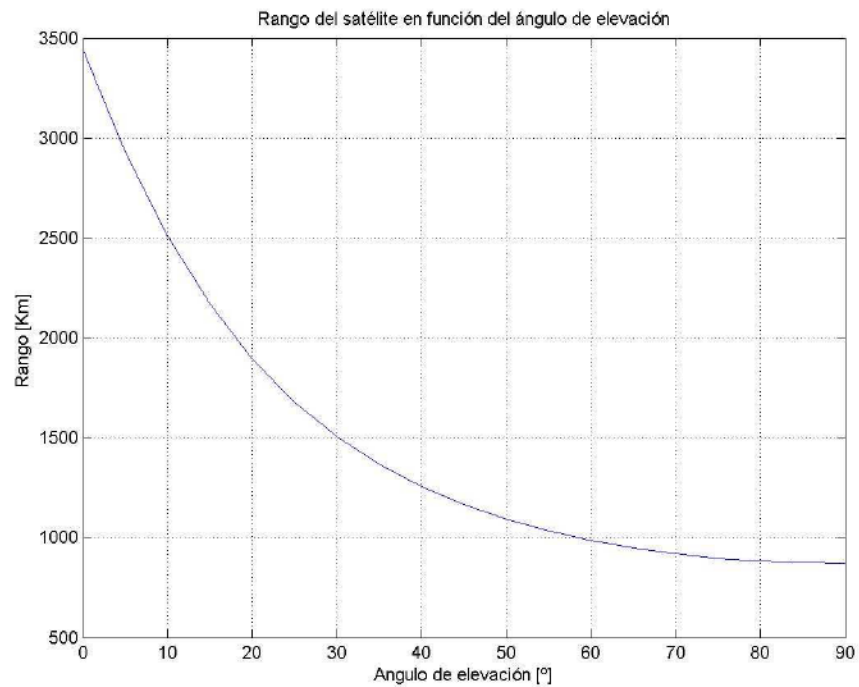


Figura 3.5: Rango del satélite en función del ángulo de elevación.

Se calculó la *Pérdida de Transmisión en el Espacio Libre* en función del ángulo de elevación para valores de 0° a 90° , los resultados se pueden observar en la siguiente figura:

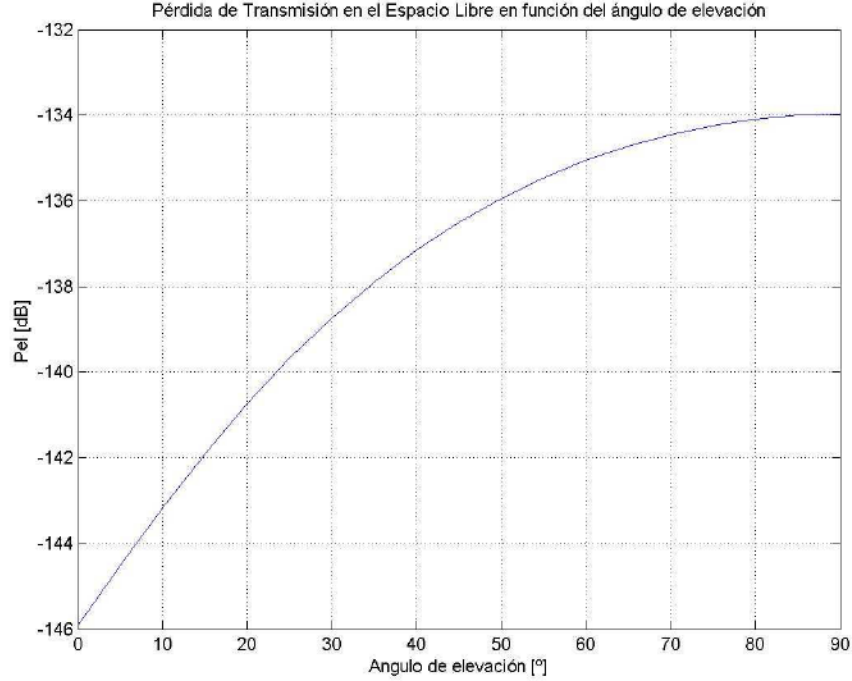


Figura 3.6: Pérdida de transmisión el espacio libre en función del ángulo de elevación.

Finalmente, para conocer el valor de la potencia disponible en la antena receptora necesitamos conocer su ganancia (G_r).

En este punto se plantea una de las primeras decisiones a tomar en el diseño de la estación terrena, la elección del tipo de antena a utilizar. Se analizaron dos posibilidades, la elección de una antena direccional tipo Yagui-Uda de alta ganancia, o la elección de una antena omnidireccional de menor ganancia.

La principal ventaja de la antena direccional es su mayor ganancia (típicamente 10dB), sin embargo, esta antena requiere un sistema que la mantenga apuntando al satélite, siguiéndolo a lo largo de su trayectoria. Por el contrario, la antena omnidireccional se puede instalar en una posición fija. La ganancia de esta última es de aproximadamente 4dB.

Se optó por elegir la antena omnidireccional y así evitar el sistema de seguimiento que complicaría demasiado la realización de la estación terrena.

Tomando el valor de $PIRE = 33.5\text{dBm}$ de la tabla 3.1 y considerando una antena hipotética con una ganancia promedio $G_r = 4\text{dB}$ se calculó, mediante la ecuación 3.7 expresada en dB, la potencia disponible en la antena receptora para los tres ángulos de elevación de interés (90° , 10° y 0°):

$$P_r[\text{dBm}] = PIRE[\text{dBm}] + G_r[\text{dB}] - P_e[\text{dB}] \quad (3.16)$$

$$P_r(90^\circ) = 33.5 \text{ dBm} + 4 \text{ dB} - 134 \text{ dB} = -96.5 \text{ dBm}$$

$$P_r(10^\circ) = 33.5 \text{ dBm} + 4 \text{ dB} - 143 \text{ dB} = -105.5 \text{ dBm}$$

$$P_r(0^\circ) = 33.5 \text{ dBm} + 4 \text{ dB} - 146 \text{ dB} = -108.5 \text{ dBm}$$

3.4 Temperatura Equivalente de Ruido del Sistema

La temperatura equivalente de ruido del sistema representa la totalidad de las contribuciones de ruido del sistema, tanto externas como internas, como si provinieran de un resistor a temperatura T_{sys} colocado en la entrada de un receptor ideal.

La T_{sys} esta compuesta por la temperatura de antena T_a , con la corrección por pérdidas en la línea de transmisión desde la antena hasta la entrada del receptor y la temperatura equivalente de ruido del receptor Tr . Todas las temperaturas están referidas a la entrada del receptor.

$$T_{sys} = T_a / L + (1 - 1/L) \times T_0 + Tr \quad (3.17)$$

$$Tr = T_0 \times (10^{\frac{NF}{10}} - 1) \quad (3.18)$$

Donde L representa las pérdidas en la línea de transmisión, T_0 es la temperatura ambiente (290°K) y NF es la cifra de ruido del receptor que se tratara en detalle en el capítulo 5 correspondiente al diseño del receptor.

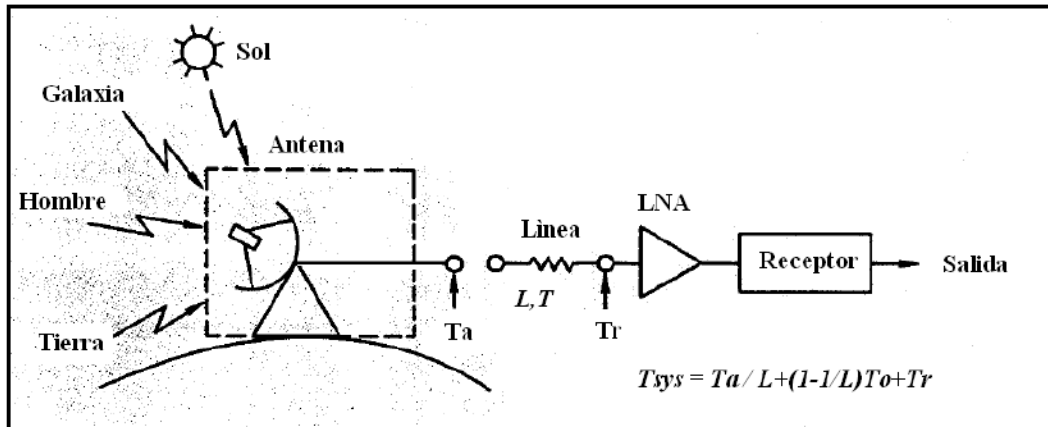


Figura 3.7: Temperatura equivalente de ruido del sistema referida a la entrada del receptor.

La temperatura de antena T_a , es la temperatura equivalente de su resistencia de radiación, y es determinada por una combinación de fuentes de ruido. Para la mayoría de las aplicaciones por encima de los 50MHz, y hasta 1GHz, como es nuestro caso, las fuentes de ruido más importantes son los provenientes de la galaxia, el sol, la tierra, la absorción atmosférica, ruido causado por el hombre y la pérdida resistiva de la antena.

En teoría, T_a puede calcularse mediante la integración del producto de la ganancia de la antena y la temperatura de brillo de la fuente de ruido observada por la antena, sobre una esfera que encierre a la antena [5]:

$$T_a = \left(\frac{1}{4\pi} \right) \int_0^{2\pi} \int_0^\pi G(\theta, \phi) \times T_b(\theta, \phi) \times \sin\theta \times d\theta \times d\phi \quad (3.19)$$

Donde $G(\theta, \phi)$ es la ganancia de la antena en función de θ y ϕ , $T_b(\theta, \phi)$ es la temperatura de brillo en función de θ y ϕ , θ y ϕ son las coordenadas esféricas.

En la práctica, sin embargo, es difícil encontrar expresiones matemáticas analíticas tanto para el patrón de ganancia de la antena como para la temperatura de brillo de las fuentes observadas.

De todas maneras el cálculo de T_a se puede realizar considerando algunas aproximaciones. Para antenas de baja ganancia se puede subdividir la superficie irradiada en secciones en las cuales podemos considerar que la ganancia y la temperatura de brillo son relativamente constantes. De ese modo la temperatura de la antena en forma aproximada será:

$$T_a = \left(\frac{1}{4\pi} \right) \times \sum_i \alpha_i \times G_i \times T_i \quad (3.20)$$

Donde α_i es el ángulo sólido sobre el cual la ganancia y la temperatura de brillo son constantes. G_i es el valor de Ganancia de la sección i -ésima T_i es el valor de Temperatura de brillo de la sección i -ésima.

En la figura 3.8 se muestra la temperatura de brillo de las distintas fuentes de ruido en función de la frecuencia [6].

Se puede ver que el Sol es la fuente de ruido mas importante ($T_b \approx 1.5 \times 10^6$ °K @ 137MHz), sin embargo este dato debe ser interpretado con cuidado. El Sol, visto desde la Tierra, abarca un ángulo sólido de tan solo $\frac{1}{2}^\circ$. Una antena con alta ganancia apuntada directamente al sol tendrá una gran temperatura, sin embargo, una antena con un patrón de radiación ancho, verá al sol como una fuente de ruido puntual y la alta temperatura del Sol se vera promediada con el frío del espacio que lo rodea. Por este motivo es de esperar que el efecto del Sol no sea tan importante para una antena omnidireccional como la definida anteriormente. En este caso es mas conveniente describir a la fuente de ruido en términos de su densidad de flujo de ruido [5]. La temperatura debida al Sol, para una antena onmidireccional, es de 17 °K [7].

El ruido galáctico es producido por millones de estrellas que forman la Via Lactea y es dominante en rango de frecuencia en que trabajamos. En la figura 3.7 se pueden ver dos curvas asociadas con el ruido galáctico, la curva C es para una antena con haz

infinitamente angosto apuntando al centro de la galaxia, mientras que la curva *B* es para una antena omnidireccional. La temperatura de brillo de la galaxia a 137MHz y para una antena omnidireccional es aproximadamente 290 °K.

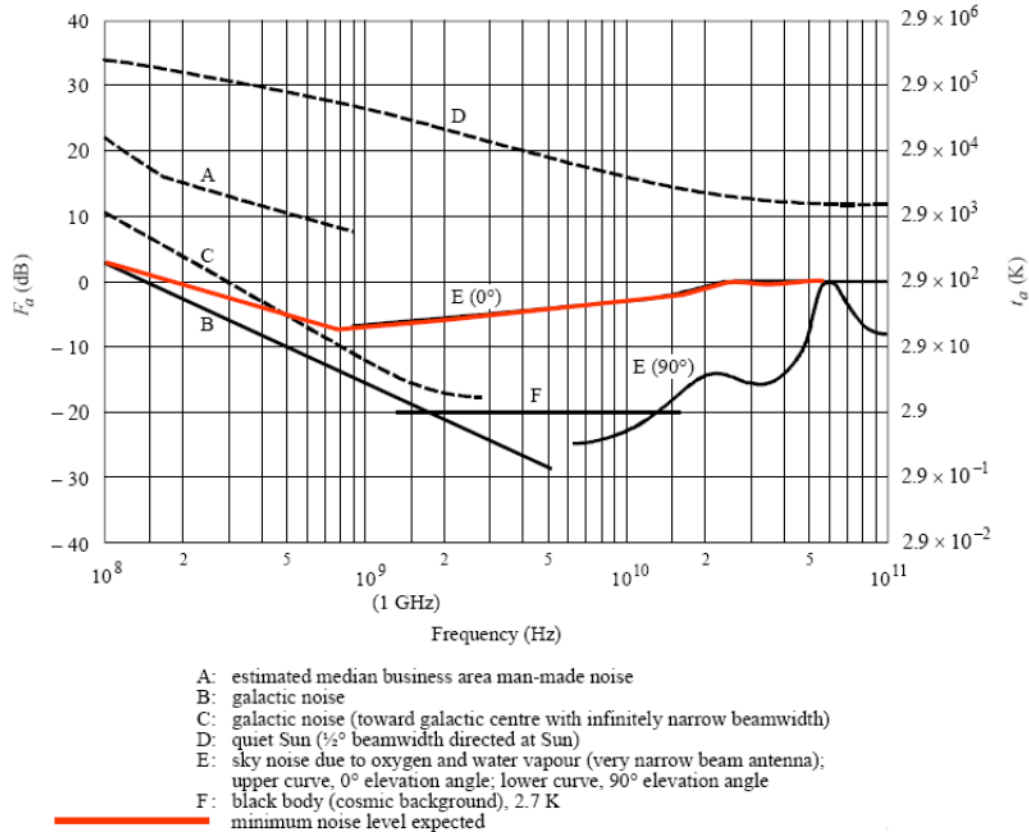


Figura 3.8: Temperatura de brillo y Figura de Ruido de las distantes fuentes de ruido en función de la frecuencia, 100MHz a 100GHz.

El ruido atmosférico es causado por absorción y re-radiación de energía de las moléculas de oxígeno y vapor de agua que componen la atmósfera terrestre. El efecto del ruido atmosférico solo es significativo en frecuencias superiores a 1GHz por lo tanto es despreciable a nuestra frecuencia de trabajo.

Para concluir el análisis de las fuentes de ruido naturales restan mencionar la radiación cósmica de fondo, que es la energía remanente del Big Bang que dio origen al universo, con T_b de 3 °K y la temperatura de brillo de la Tierra, que no está representada en la figura 3.7, y cuya T_b es de 290°K [5]. La temperatura de brillo de la Tierra puede arribar a la antena por los lóbulos laterales y traseros.

Además de las contribuciones de las fuentes de ruido naturales a la temperatura de antena debemos considerar el ruido artificial de origen humano (radiación de maquinaria eléctrica, equipos eléctricos, motores, etc.). La temperatura de brillo de esta fuente para 137MHz es de aproximadamente 18300 °K, y arriba a la antena receptora

omnidireccionalmente con respecto al azimut y entre ángulos de 0° y 10° de elevación [7].

Del análisis realizado se pueden extraer importantes conclusiones a cerca de cómo debe ser el diagrama de radiación de la antena receptora de la estación terrena. Por un lado se pretende recibir las señales del satélite, lo que deriva en un requerimiento de buena ganancia para ángulos de elevación entre 0° y 90° . Por otro lado se pretende minimizar la recepción de ruido. Como no interesa recibir señales provenientes desde abajo de la antena, es decir para ángulos de elevación negativos, es deseable que la antena tenga la mínima ganancia posible para estos ángulos. Teniendo en cuenta además, que la fuente de ruido más importante es el ruido artificial de origen humano, y que este llega a la antena en un ángulo de elevación comprendido entre 0° y 10° podemos minimizar su efecto si disminuimos la ganancia de la antena en este rango, como se desprende de la ecuación 3.20. Por lo tanto, *el diagrama de radiación de la antena deberá tener la máxima ganancia posible para ángulos de elevación del satélite entre 10° y 90° , lo que corresponde a θ entre -80° y 80° , y la mínima ganancia posible para el resto del diagrama.*

Antenas que presentan diagramas de este tipo son la Antena de Dipolos Cruzados, también conocida como *Turnstile*, y la antena Hélice cuadrifilar, también llamada *Valute*. En la figura 3.8 se puede ver el diagrama de radiación de este tipo de antenas.

Dicho diagrama se puede ajustar variando algunos parámetros de diseño, tema que se tratará en detalle en el capítulo 4 correspondiente al diseño de las antenas.

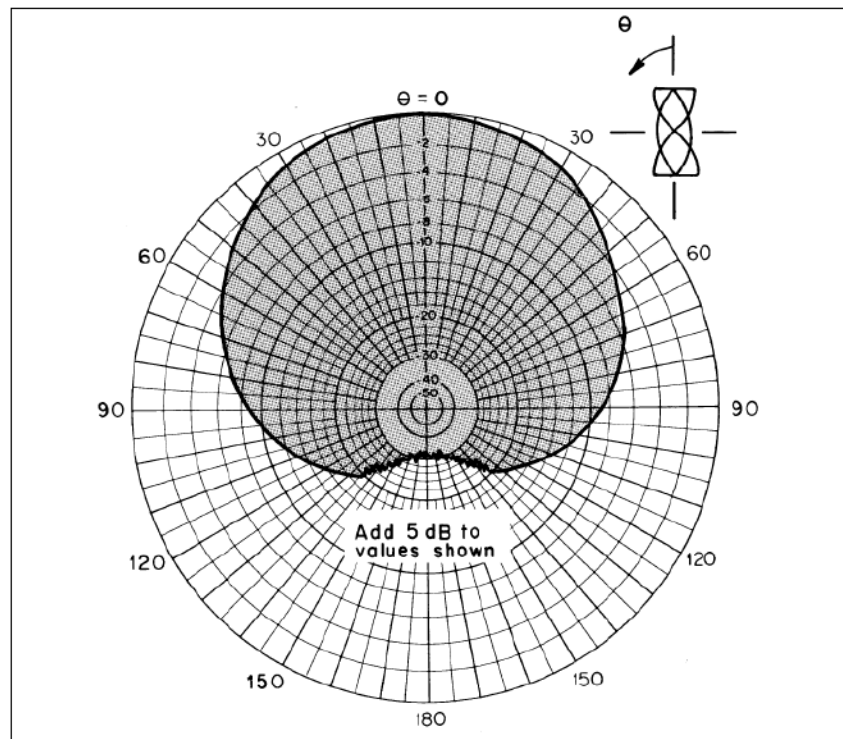


Figura 3.9: Diagrama de radiación de antenas Turnstile y Valute.

Con los valores de la ganancia de la antena en función del ángulo θ tomados de la figura 3.8, y mediante la ecuación 3.20 y los datos de la figura 3.7 se puede realizar el cálculo de la temperatura de antena T_a :

$$T_a = T_{Sol} + T_{Galaxia} + T_{Fondo} + T_{Tierra} + T_{Hombre} \quad (3.21)$$

$$\alpha_i = 2\pi \times ((1 - \cos \theta_i) - (1 - \cos \theta_{i-1})) \quad (3.22)$$

$$T_a = \left(\frac{1}{4\pi} \right) \times 2\pi \times \left[\begin{aligned} &((0,234 \times 2,512) + (0,266 \times 1,585) + (0,158 \times 1) + (0,168 \times 0,631)) \times (290^\circ K + 3^\circ K) \\ &+ (0,174 \times 0,5) \times (290^\circ K + 3^\circ K + 18300^\circ K) \\ &+ ((0,174 \times 0,316) + (0,592 \times 0,1) + (0,1 \times 0,001) + (0,134 \times 0,00316)) \times (290^\circ K) \end{aligned} \right] + 17^\circ K \quad (3.23)$$

$$T_a \approx 1030^\circ K$$

Para conectar la antena con el receptor se utiliza la línea de transmisión típica para trabajar en frecuencias de VHF, el cable coaxil tipo *RG 58 C/U*, de 50 ohms de impedancia característica. Este tipo de cable presenta una atenuación de 0,163 dB/m. La longitud del cable utilizado es de aproximadamente 10 metros, lo que fija el valor de las pérdidas en la línea de transmisión:

$$L = 1,63dB \text{ (1,456 veces)} \quad (3.24)$$

Finalmente se puede expresar la temperatura equivalente de ruido del sistema, referida a la entrada del receptor, en función de la temperatura equivalente de ruido del receptor:

$$T_{sys} = 1030^\circ K / 1,456 + (1 - 1/1,456) \times 290^\circ K + Tr$$

$$T_{sys} = 798,25^\circ K + Tr \quad (3.25)$$

3.5 Efectos Doppler y Faraday

En un sistema de comunicaciones, el efecto Doppler aparece como consecuencia del movimiento relativo entre el transmisor y receptor. Para un valor determinado de frecuencia de trabajo del sistema, si la distancia entre el transmisor y receptor cambia con el tiempo, el receptor percibirá un valor de frecuencia más alto o más bajo según como evolucione la distancia relativa entre ambos. Este efecto se conoce como corrimiento Doppler en frecuencia. Este corrimiento debe tenerse en cuenta y corregirse

En nuestro caso, como se analiza en el inciso 3.3, la distancia en línea recta desde el satélite a la estación terrestre (*Rango*), varía a medida que el satélite se va desplazando a lo largo de su órbita.

La variación del *Rango* provoca un corrimiento de la frecuencia de recepción en $\pm 3\text{KHz}$ (dato proporcionado por NOAA, ver tabla 3.1).

Una forma de solucionar este inconveniente es utilizar un *Lazo de Seguimiento de Fase (PLL)* como oscilador local del receptor. Los *PLL's* corrigen su frecuencia de operación automáticamente siguiendo la variación de la portadora recibida. Sin embargo, la implementación de un *PLL* aumentaría la complejidad del receptor.

Otra alternativa para solucionar el problema es sumar 6 KHz extra al ancho de banda del filtro de frecuencia intermedia.

El ancho de banda de frecuencia intermedia mínimo, necesario para demodular una señal de FM sin distorsión está dado por la *regla de Carson* [2]:

$$BW = 2 \times (D + 1) \times W \quad (3.26)$$

donde:

$$D = \frac{\text{Desviación de frecuencia máxima}}{W} \quad (3.27)$$

siendo W en ancho de banda de la señal modulante, en nuestro caso $W = 4160\text{Hz}$ (ver capítulo 1). Como podemos apreciar en la tabla 3.1, la desviación con respecto a la portadora provocada por la modulación de FM es de $\pm 17\text{ KHz}$.

Resulta entonces un valor de $D = 4$ y luego el ancho de banda necesario para demodular correctamente $BW = 41,6\text{ KHz}$.

Si añadimos 6KHz, en términos prácticos, podemos considerar un ancho de banda de frecuencia intermedia mínimo de 47,6KHz.

Sin embargo, añadir 6 KHz extra al ancho de banda del filtro de frecuencia intermedia trae como consecuencia que aumente la potencia de ruido del sistema, ver ecuación 3.9.

Se presenta aquí otra situación a resolver. Para tomar una decisión se analiza cuál es el aumento en la potencia de ruido del sistema si se incrementa el ancho de banda de frecuencia intermedia en 6 KHz. El término que indica el aporte de ruido debido al ancho de banda está dado por:

$$N_{BN}[\text{dB}] = 10 \log(B_n) [\text{Hz}] \quad (3.28)$$

Para realizar el cálculo necesitamos el *Ancho de Banda Equivalente de Ruido*, que difiere del *Ancho de Banda de Señal* como se explicó anteriormente. El *Ancho de Banda Equivalente de Ruido* generalmente es entre 1 y 1,5 veces mayor que el *Ancho de Banda de Señal*, dependiendo de la transferencia del filtro de frecuencia intermedia que se implemente[1].

Se aproximó B_N como 1,5 veces BW_{3dB} , resultando un incremento en la potencia de ruido de solo 0,62dB (1,15 veces) para un incremento de 6KHz en ancho de banda del filtro de frecuencia intermedia.

$$Ruido Extra = N_{BN} 71,4KHz[dB] - N_{BN} 62,4KHz[dB] = 0,585[dB]$$

Finalmente se optó por adoptar esta solución y evitar la implementación de un PLL, lo que derivó en la especificación de selectividad del receptor: *el ancho de banda de frecuencia intermedia mínimo del receptor debe ser de 48KHz.*

Otro fenómeno que afecta la propagación de las ondas electromagnéticas al viajar desde el satélite hacia la estación terrena es conocido como rotación de Faraday. Consiste en la desviación indeseable de la dirección del campo eléctrico de una onda electromagnética cuya polarización es lineal. El giro del vector de campo eléctrico, ocurre cuando la señal atraviesa las capas de la ionosfera que están cargadas eléctricamente debido a la radiación solar. La desviación del campo eléctrico se debe a la interacción energética entre las partículas cargadas o ionizadas de la ionosfera, el campo magnético de la tierra y las ondas electromagnéticas. El giro del campo eléctrico es variable y puede llegar a ser muy grande, de hasta 150 °, a frecuencias dentro de la banda de VHF.

Si se transmite y se recibe con antenas con polarización lineal, la señal es recibida en la estación terrena como cambiante de polarización constantemente. El resultado es señales fuertes en un periodo y débiles en otros o ilegibles unos instantes después.

Para solucionar este inconveniente el satélite utiliza antenas de polarización circular. En las ondas polarizadas circularmente el vector de campo eléctrico va rotando a medida que se propaga por el espacio (se explica este fenómeno en detalle en el capítulo 4), y las antenas se pueden diseñar para polarización circular derecha (*RCH: right hand circular*), o para polarización circular izquierda (*LHC: left hand circular*). Los satélites NOAA transmiten con polarización circular derecha (ver tabla 3.1).

Para recibir ondas electromagnéticas polarizadas circularmente se pueden emplear antenas con polarización lineal, pero se pierde la mitad de la energía transportada por la onda, resultando en una pérdida de potencia de 3dB con respecto a una antena con polarización circular. Afortunadamente las antenas Turnstile y Valute se pueden diseñar para trabajar con polarización circular derecha o para polarización circular izquierda.

Surgió aquí otro requerimiento para la antena de la estación terrena: *la antena deberá ser sensible a la polarización circular derecha (RCH).*

3.6 Relación Señal a Ruido en el Receptor

Se considera que para obtener una visualización aceptable de las imágenes y esencialmente estas estén libres de ruido, el umbral de S/N debe ser del orden de los 10dB (ver tabla 3.1).

La potencia de ruido del sistema esta dada por la ecuación 3.9. Si reemplazamos en esta ecuación T_{sys} por la temperatura equivalente de ruido del sistema, referida a la

entrada del receptor, expresada por la ecuación 3.25, obtendremos la potencia de ruido del sistema referida a la entrada del receptor:

$$N = k \times (798,25^\circ K + T_r) \times B_N [W] \quad (3.29)$$

$$N[dB] = -228,6[dB] + 10 \times \log(798,25^\circ K + T_r) + B_N[dB] \quad (3.30)$$

Por otro lado se calculó la potencia de señal disponible en la antena receptora. Para realizar el cálculo de S/N en la entrada del receptor se debe referir esta potencia a los terminales de entrada del receptor, agregando la atenuación producida por la línea de transmisión. Por ejemplo, la potencia recibida en la entrada del receptor cuando el satélite se encuentra en una posición con 10° de elevación será:

$$P_r(10^\circ) = 33,5dBm + 4dB - 143dB - 1,63dB = -107,13dBm \equiv -137,13dBW$$

Luego la relación S/N en la entrada del receptor cuando el satélite se encuentra en una posición con 10° de elevación será:

$$S/N[dB](10^\circ) = -137,13[dBW] + 228,6[dB] - 10 \times \log(798,25^\circ K + T_r) - B_N[dB] \quad (3.31)$$

Igualando la ecuación 3.31 con el valor deseado de S/N (10dB), se puede obtener la temperatura equivalente de ruido del receptor Tr :

$$T_{sys} = 798,25^\circ K + Tr \approx 2075^\circ K$$

$$Tr \approx 1277^\circ K$$

Mediante la ecuación 3.18 podemos obtener la cifra de ruido máxima del receptor para lograr un enlace correcto para posiciones del satélite con ángulos de elevación mayores o iguales a 10° :

$$Tr = 290^\circ K \times (10^{\frac{NF}{10}} - 1) = 1277^\circ K$$

$$NF < 7,3dB$$

La cifra de ruido es uno de los parámetros más importantes que caracterizan al receptor. Es una medida de la degradación en la relación S/N producida por el ruido interno generado en el receptor.

Por lo tanto $NF < 7,3dB$ condiciona la elección de las primeras etapas amplificadoras de RF del receptor.

3.7 Margen de Desvanecimiento (MF)

En el análisis realizado hasta aquí se considero un enlace por rayo directo desde el satélite hacia la estación terrena. Sin embargo, en el modelo planteado, no se han tenido en cuenta pérdidas adicionales que se producen en el enlace, debidas a diferentes factores. Estos factores están fundamentalmente relacionados con la propagación de las ondas electromagnéticas a través de la atmósfera. Entre estos factores se pueden mencionar: absorción de energía por los gases de la atmósfera, atenuación por reflexiones en el terreno, desvanecimiento por múltiples trayectorias, dispersión de energía debido a precipitaciones. Todos estos factores actúan produciendo pérdidas variables que se comportan en forma aleatoria. Puede ocurrir que la intensidad de la señal recibida se mantenga en un nivel durante largos periodos de tiempo y de repente caiga para luego regresar al mismo valor. Este fenómeno se denomina *desvanecimiento (fading)*.

Por este motivo, de acuerdo a la calidad y la confiabilidad del servicio que se necesitan, se toma un margen por *fading* al analizar el enlace.

En la práctica se toma un margen de seguridad de manera que el valor de S/N sea superior al valor requerido:

$$S/N = S/N_{UMBRAL} [dB] + M \text{ arg en de Fading } [dB] \quad (3.32)$$

Según el tipo de servicio y la confiabilidad necesaria del sistema se estipula dicho margen en forma estadística [8].

3.8 Conclusiones

Se realizo un análisis exhaustivo del radio enlace entre el satélite y la estación terrena. Del análisis surgieron dos parámetros importantes para el diseño del receptor y la antena quedo totalmente caracterizada:

Requerimientos de la Antena:

- La antena debe ser omnidireccional.
- Con una ganancia promedio de aproximadamente 4dB.
- El diagrama de radiación de la antena deberá tener la máxima ganancia posible para θ entre -80° y 80° y la mínima ganancia posible para el resto del diagrama.
- Deberá ser sensible a la polarización circular derecha (RCH).

Requerimientos del Receptor:

- El ancho de banda de frecuencia intermedia mínimo del receptor debe ser de 48KHz.
- La cifra de ruido del receptor deberá ser la menor que se pueda lograr. (El valor límite máximo, teórico, sin considerar el margen de desvanecimiento, es de 7,3dB).

3.9 Referencias

- [1]. Microondas y Recepción Satelital. J. A. Bava – A. J. Sanz. 1999.
- [2]. Principles of Communications, Systems, Modulation and Noise. Rodger E. Ziemer – William H. Tranter. 2002.
- [3]. NOAA KLM User's Guide, Section 1.2.5 Mission Data Acquisition and Formats
- [4]. NOAA KLM User's Guide, Section 4.2: APT System
- [5]. Use Basic concepts to determine antenna noise temperature. Robert S. Bokulic. Microwaves & RF (Marzo 1991).
- [6]. Recommendations and Reports of the CCIR (International Radio Consultative Committee), "Worldwide minimum external noise levels, 0.1Hz to 100GHz", Report 670 – 1990.
- [7]. Link Analysis for the LRPT Digital Weather Satellite System. Roger A. Dalke – Robert J. Achatz – Christopher L. Holloway – George A. Hufford – Edmund A. Quincy. U.S. DEPARTMENT OF COMMERCE – September 1997.
- [8]. Fundamentals of Telecommunications. Roger L. Freeman. 2005.

Capítulo 4

DISEÑO DE LAS ANTENAS

4.1 Introducción

La antena de una estación terrestre que recibe señales de un satélite es un componente crítico del sistema, ya que lo que se gana con una buena antena no se gana con ningún otro elemento activo (preamplificador de bajo ruido, receptor excelente, etc.)

Si bien no hay diferencias drásticas entre antenas para satélites y antenas para uso terrestre, existen algunas que se adaptan mucho mejor para el trabajo requerido.

En este capítulo se definen los parámetros básicos que caracterizan a una antena. Posteriormente se repasan los requerimientos particulares que debe cumplir la antena de una estación terrena APT, surgidos del análisis realizado en el capítulo anterior. Finalmente se detalla el diseño y la construcción de dos antenas que se ajustan a las necesidades planteadas.

4.2 Antenas

Una antena se define como un medio para radiar o recibir ondas electromagnéticas.

En otras palabras, la antena es una estructura de transición entre el espacio libre y un medio confinado. El medio confinado o línea de transmisión puede ser una guía de ondas o una línea coaxial. Mientras que las líneas de transmisión se diseñan para minimizar la radiación, en una antena la energía radiada debe ser la mayor posible.

Una antena es un *dispositivo recíproco pasivo*, pasivo en cuanto a que no puede amplificar una señal, aunque puede tener ganancia redistribuyendo la energía y recíproco en cuanto a que los parámetros característicos de la antena son idénticos para transmisión y recepción.

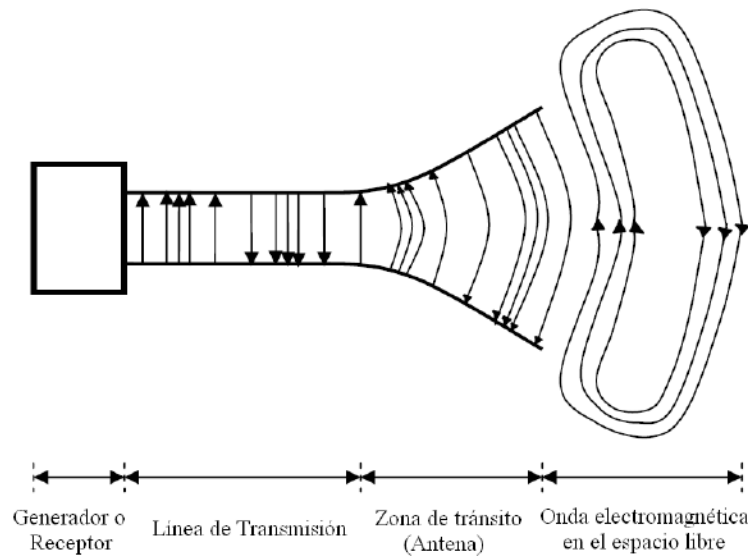


Figura 4.1: Traspaso de señal de un medio confinado a uno no confinado.

4.3 Regiones del Campo Generado por una Antena

Generalmente se subdivide al espacio que rodea a una antena en tres regiones: región de campo cercano reactivo, región de campo cercano radiante o región de Fresnel y región de campo lejano o región de Fraunhofer. Se distinguen estas regiones para diferenciar la estructura del campo generado por la antena, sin embargo, no hay cambios abruptos en la configuración del campo cuando se cruza la frontera entre una región y otra. Recordemos que una antena genera una componente de campo con una diferencia de fase de 90° entre E y H (componente reactiva) y otra sin diferencia de fase entre E y H (componente activa). La componente reactiva se desvanece mucho más rápido que la componente activa a medida que nos alejamos de la antena. La componente activa se denomina campo radiado, esta componente genera una difracción cercana a la antena y culmina en el campo lejano, para distancias grandes desde la antena.

4.3.1 Región de Campo Cercano Reactivo

Es la porción del campo que rodea las proximidades de la antena, en la cual predomina el campo reactivo. En esta región la energía solamente es almacenada entrando y saliendo de la antena, no hay energía disipada. Esta región se extiende aproximadamente hasta una distancia $R < 0,62\sqrt{D^3/\lambda}$ desde la superficie de la antena, donde D es la dimensión máxima de la antena y λ la longitud de onda en el espacio libre.

4.3.2 Región de Campo Cercano Radiante

En esta región ya predominan los campos radiados, pero su distribución angular o patrón de radiación depende de la distancia a la antena. La distribución del campo en esta región depende de la relación entre las dimensiones de la antena con su longitud de onda. Si se divide la antena en elementos radiantes infinitesimales se aprecia un patrón de difracción que depende de la distancia a la antena y de las dimensiones de esta. Es por eso que a esta región se la denomina región de *Fresnel* por la analogía con la óptica. Si la dimensión máxima de la antena es mucho menor que la longitud de onda, esta región podría no existir.

La región de *Campo Cercano Radiante* se extiende desde $R \geq 0,62\sqrt{D^3/\lambda}$ hasta una distancia $R < 2D^2/\lambda$.

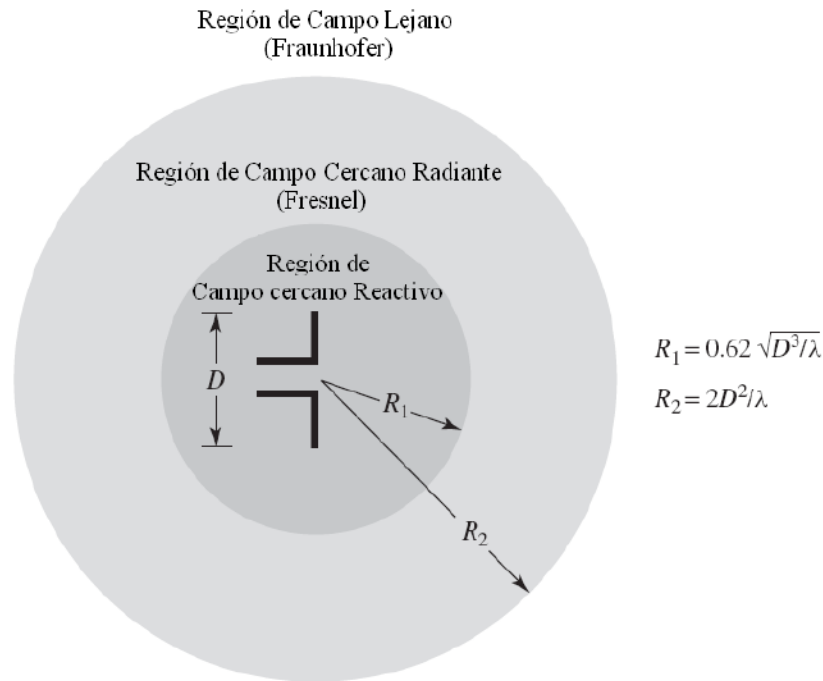


Figura 4.2: Regiones de Campo de una antena.

4.3.3 Región de Campo Lejano

Se define a esta región como la región del campo de la antena donde la distribución angular del campo es independiente de la distancia a esta. Si se observa a la antena desde una distancia grande comparada con la longitud de onda, se puede considerar que los rayos de los elementos infinitesimales radiantes son paralelos entre si. En esta región las componentes del campo son esencialmente transversales, y la distribución angular es independiente de la distancia radial a la antena. Esta región es también conocida como

región de *Fraunhofer*, por la analogía con la óptica, pues se considera que la antena es observada desde una distancia infinita.

La región de *Campo Lejano* se extiende desde $R > 2D^2/\lambda$.

4.4 Parámetros Básicos de Antenas

4.4.1 Patrón de Radiación

El *patrón de radiación* de una antena es una función matemática o una representación gráfica de las propiedades de radiación del campo lejano de una antena, en función de coordenadas espaciales. Las propiedades de radiación que pueden representar son: densidad de flujo, intensidad de radiación, amplitud de campo eléctrico o magnético, directividad, fase o polarización.

Las coordenadas usadas para la representación del *patrón de radiación* son las esféricas, debido a que la radiación se propaga con una expansión esférica. En la siguiente figura se muestra el sistema de coordenadas esféricas:

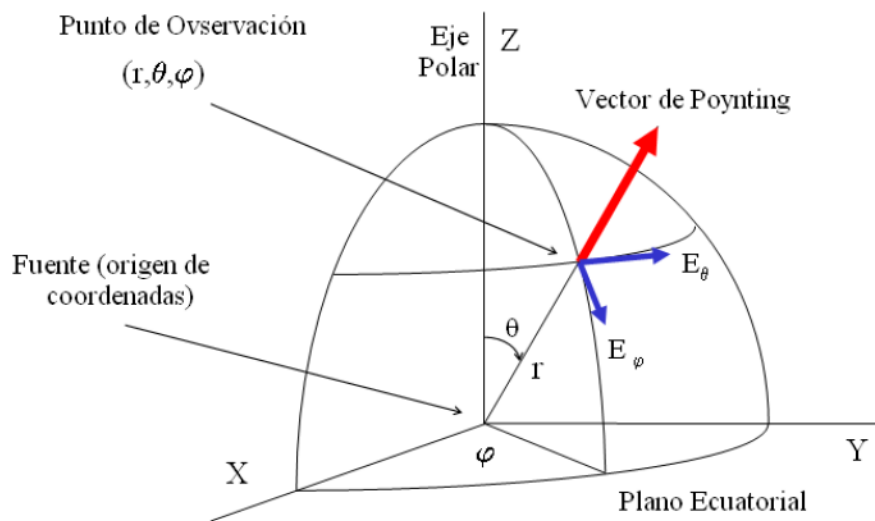


Figura 4.3: Coordenadas esféricas para una fuente puntual de radiación en el espacio libre.

Debido a la expansión esférica de la radiación electromagnética resulta que para describir un patrón relativo solo son necesarias dos coordenadas (θ, ϕ) , pues para cualquier dirección la distancia radial no aporta información, debido a que el vector de Poynting disminuye a razón de $1/r^2$. Solamente si queremos conocer un valor absoluto hay que conocer r .

Cuando se grafica el campo eléctrico (magnético) transmitido o recibido por la antena, en un radio constante, el diagrama es conocido como *patrón de campo*.

Por otro lado, cuando se grafica la variación espacial de la densidad de potencia transmitida o recibida por la antena, a lo largo de un radio constante, el diagrama es conocido como *patrón de amplitud de potencia*. El *patrón de amplitud de potencia* se grafica usualmente en escala logarítmica debido a que este tipo de escala resalta las partes que tienen valores muy pequeños.

En la práctica el patrón tridimensional es presentado en una serie de patrones en dos dimensiones o cortes del diagrama tridimensional que contienen toda la información necesaria. En la siguiente figura, tomada de la referencia [1], se pueden ver tres representaciones de un *patrón de radiación* normalizado, en dos dimensiones, correspondientes a una antena genérica.

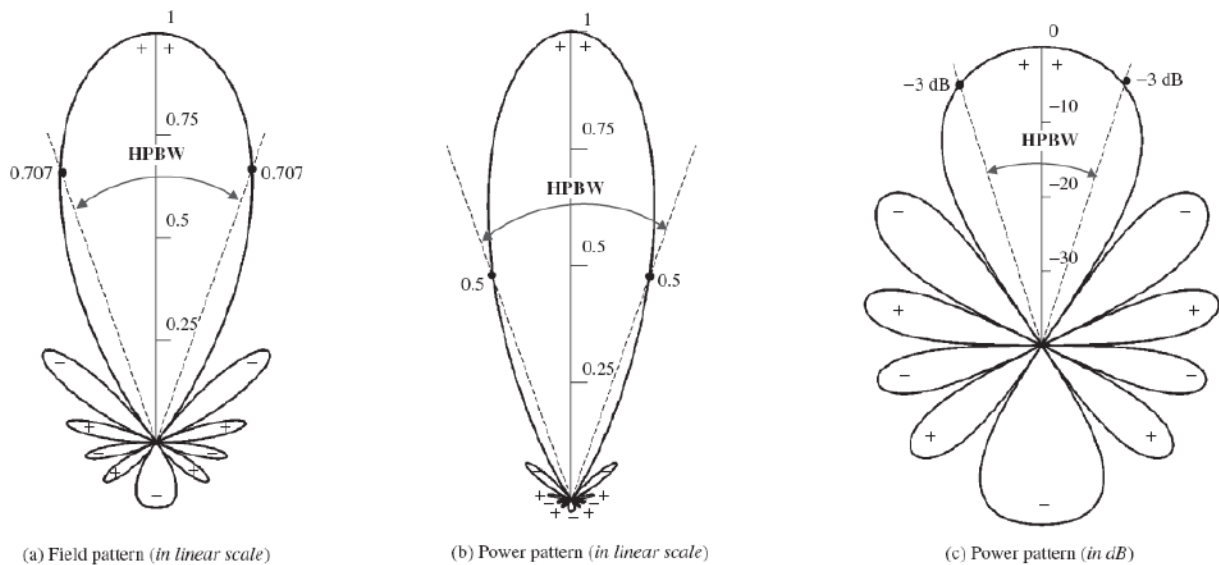


Figura 4.4: Patrones de radiación de campo y potencia en dos dimensiones de una antena genérica.

En el esquema (a) se puede ver el patrón de campo, graficado en escala lineal. Dicho patrón representa la magnitud del campo eléctrico o magnético en función del espacio angular. En el esquema (b) se puede observar el patrón de potencia, graficado en escala lineal, el cual es una representación del cuadrado de la magnitud del campo eléctrico o magnético en función del espacio angular. Finalmente, en el esquema (c), se ve el patrón de potencia, graficado en decibeles, el cual representa la magnitud del campo eléctrico o magnético, en decibeles, en función del espacio angular.

Los diagramas de radiación pueden especificarse por los siguientes datos:

- *Lóbulo Principal*: es el lóbulo de radiación que contiene la dirección de máxima radiación. La dirección de máxima radiación es la dirección en la cual el campo eléctrico generado por la antena es máximo.
- *Lóbulos Menores o Secundarios*: todos los demás lóbulos, diferentes del lóbulo principal, son llamados lóbulos menores. Estos lóbulos se especifican en $-dB$ con respecto al lóbulo principal.
- *Lóbulos laterales*: son lóbulos menores adyacentes al lóbulo principal, separados de este por un nulo del diagrama de radiación. Los lóbulos laterales son generalmente los mayores entre los lóbulos secundarios.
- *Lóbulo Trasero*: es el lóbulo menor o secundario que se encuentra diametralmente opuesto al lóbulo principal.
- *Angulo de Potencia Mitad*: se define como el ángulo subtendido por los puntos del lóbulo principal donde la potencia cae a la mitad de su valor máximo. En la figura 4.x se indica como HPBW por sus siglas en ingles (Half Power Beamwidth).
- *Angulo de Primer Nulo*: se define como el ángulo subtendido por los puntos del lóbulo principal donde este alcanza los primeros valores nulos. Se lo conoce como FNBW por sus siglas en ingles (First Null Beamwidth).

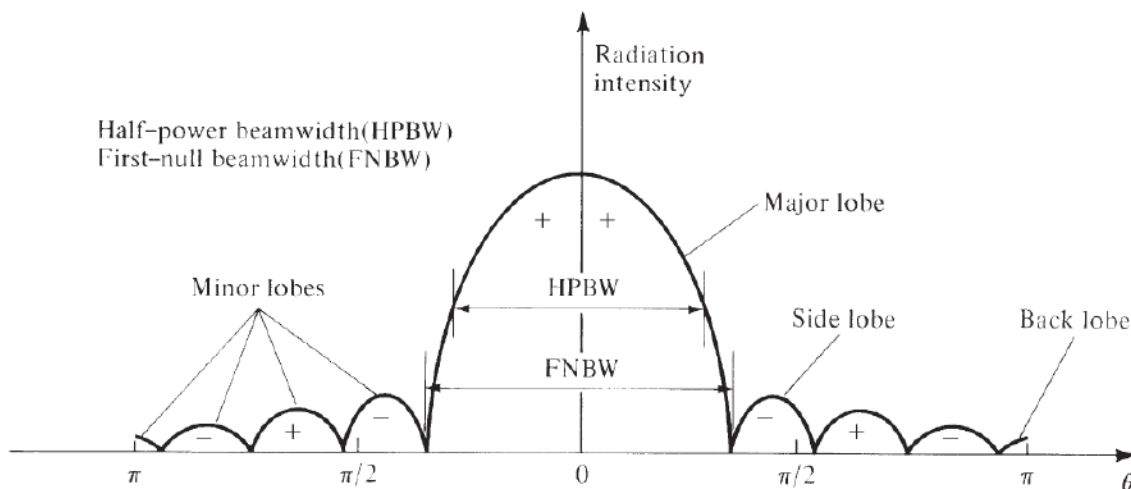


Figura 4.5: Gráfico lineal de un patrón de radiación de potencia donde se indican los lóbulos, ángulo de potencia mitad y ángulo de primer nulo.

4.4.2 Densidad de Potencia Radiada

La densidad de potencia transportada por una onda electromagnética esta dada por el *vector de Poynting* [2]. Este vector se determina haciendo el producto vectorial (producto cruz) de los vectores de campo eléctrico y magnético:

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad [W / m^2] \quad (4.1)$$

La ecuación anterior nos da el valor del *vector de Poynting instantáneo*, ver figura 4.x. El *vector de Poynting promedio* se obtiene integrando el vector de Poynting instantáneo en un periodo y dividiendo por un periodo. En notación compleja se obtiene como:

$$\vec{S}_{PROMEDIO} = \frac{1}{2} \text{Re}(\vec{E} \times \vec{H}^*) \quad [W / m^2] \quad (4.2)$$

Si el vector de Poynting es conocido en todos los puntos en un radio r constante, de una esfera (superficie cerrada) que contiene en su interior una fuente de perturbaciones electromagnéticas (antena), en un medio sin pérdidas, la potencia radiada por dicha fuente, está determinada por la integral sobre toda la superficie de la esfera de las componentes radiales del vector de Poynting promedio:

$$P_{RAD} = \oint_S \vec{S}_{PROMEDIO} \cdot d\vec{S} = \frac{1}{2} \oint_S \text{Re}(\vec{E} \times \vec{H}^*) \cdot d\vec{S} \quad (4.3)$$

De esta manera queda determinada la *potencia promedio* radiada por la antenna.

4.4.3 Intensidad de Radiación

La *intensidad de radiación* en una dirección determinada se define como la potencia radiada desde una antenna por unidad de ángulo sólido. La intensidad de radiación es un parámetro del campo lejano, y se puede obtener multiplicando la densidad de radiación por el cuadrado de la distancia.

$$U(\theta, \phi) = r^2 W_{rad} \quad [W / \text{ángulo sólido}] \quad (4.4)$$

donde

$$W_{rad} = |\vec{S}_{PROMEDIO}| \quad (4.5)$$

W_{rad} es la magnitud del promedio temporal del vector de Poynting y tiene unidades de W/m^2 .

$U(\theta, \phi)$ es la *intensidad de radiación* por unidad de ángulo sólido.

La potencia total radiada se puede expresar como la integral de la intensidad de radiación sobre el ángulo sólido entero de 4π :

$$P_{RAD} = \oint_{\Omega} U(\theta, \phi) d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} U(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi \quad (4.6)$$

donde $d\Omega$ es un elemento de ángulo sólido, y es igual a $\sin\theta d\theta d\phi$

Si tenemos una fuente isotrópica, es decir que la intensidad de radiación es independiente de (θ, ϕ) , entonces:

$$P_{RAD} = \oint_{\Omega} U_{isotropica}(\theta, \phi) d\Omega = U_{isotropica} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} d\Omega = 4\pi U_{isotropica} \quad (4.7)$$

$$U_{isotropica} = \frac{P_{RAD}}{4\pi} \quad (4.8)$$

4.4.4 Directividad

La directividad de una antena esta definida como la relación entre la intensidad de radiación para alguna dirección y la intensidad de radiación de una fuente isotrópica.

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_{isotropica}} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{RAD}} \quad (4.9)$$

Si no se especifica una dirección, entonces se entiende que se trata de la dirección de máxima intensidad de radiación o máxima directividad.

Por lo tanto, si $D > 1$ para alguna dirección quiere decir que tenemos mayor intensidad que la generada por una fuente isotrópica con la misma potencia radiada.

Si $0 < D < 1$, tenemos menor intensidad en esa dirección que la generada por una fuente isotrópica con la misma potencia radiada. Es decir que tenemos una “amplificación” en algunas zonas del diagrama de radiación y “atenuación” en otras. La antena obviamente no amplifica pues es un elemento pasivo, lo que hace es distribuir la energía radiada.

4.4.5 Antenas Direccionales y Omnidireccionales

Una antena con un diagrama de radiación *direccional* es aquella que exhibe una directividad muy grande en alguna zona o dirección.

En tanto que una antena con un diagrama de radiación *omnidireccional* es aquella que tiene un patrón direccional en algún plano (por ejemplo elevación $\phi = cte$) y un patrón no direccional en otro plano (por ejemplo azimut $\theta = cte$).

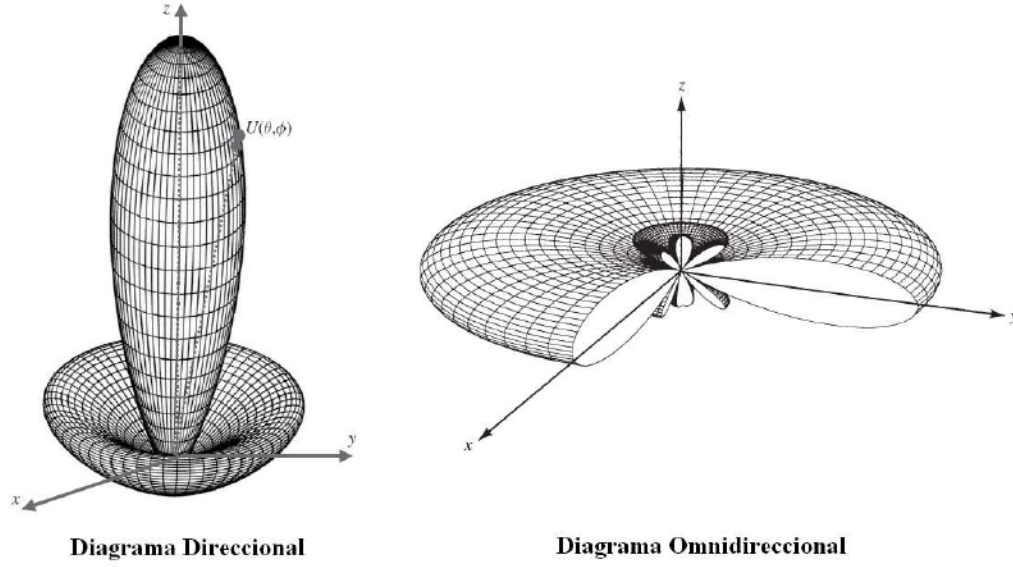


Figura 4.6: Diagramas de radiación direccional y omnidireccional.

4.4.6 Ganancia

La ganancia es el parámetro mas usado para describir el desempeño de una antena práctica. Esta definida como la relación entre la intensidad de radiación en una dirección y la intensidad de radiación obtenida si radiamos con una fuente isotrópica con una potencia igual a la *aceptada por la antena*.

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (4.10)$$

La ganancia de una antena difiere de la directividad en un factor, el cual se relaciona con la eficiencia de la antena. Como todas las antenas reales tienen algún tipo de pérdida, no toda la potencia que entra es radiada. Podemos escribir entonces:

$$G(\theta, \phi) = \eta \times D(\theta, \phi) \quad (4.11)$$

donde:

$$\eta = \frac{P_{RAD}}{P_{in}} = \frac{P_{RAD}}{P_{RAD} + P_{loss}} \quad (4.12)$$

Siendo η la *eficiencia de radiación* de la antena.

Tanto la ganancia como la directividad pueden ser referidas a cualquier antena estándar, tales como dipolo de media onda o bien un radiador isotrópico. La ganancia de

antena está normalmente dada en decibeles isotrópicos [dBi]. Es la ganancia de energía en comparación con una antena isotrópica.

4.4.7 Polarización

La polarización de una antena en una dirección dada se define como la polarización del campo eléctrico de la onda transmitida (radiada) por la antena. Si no se especifica una dirección, la polarización indicada es la de la dirección de máxima ganancia. En la práctica, la polarización de la energía radiada varía con la dirección desde el centro de la antena, por lo tanto, las diferentes partes del patrón de radiación pueden tener diferente polarización.

La polarización de la onda radiada puede ser definida como la curva trazada por punto terminal del el vector de campo eléctrico instantáneo, observado a lo largo de la dirección de propagación. Una curva típica como función del tiempo se puede observar en la figura 4.7.

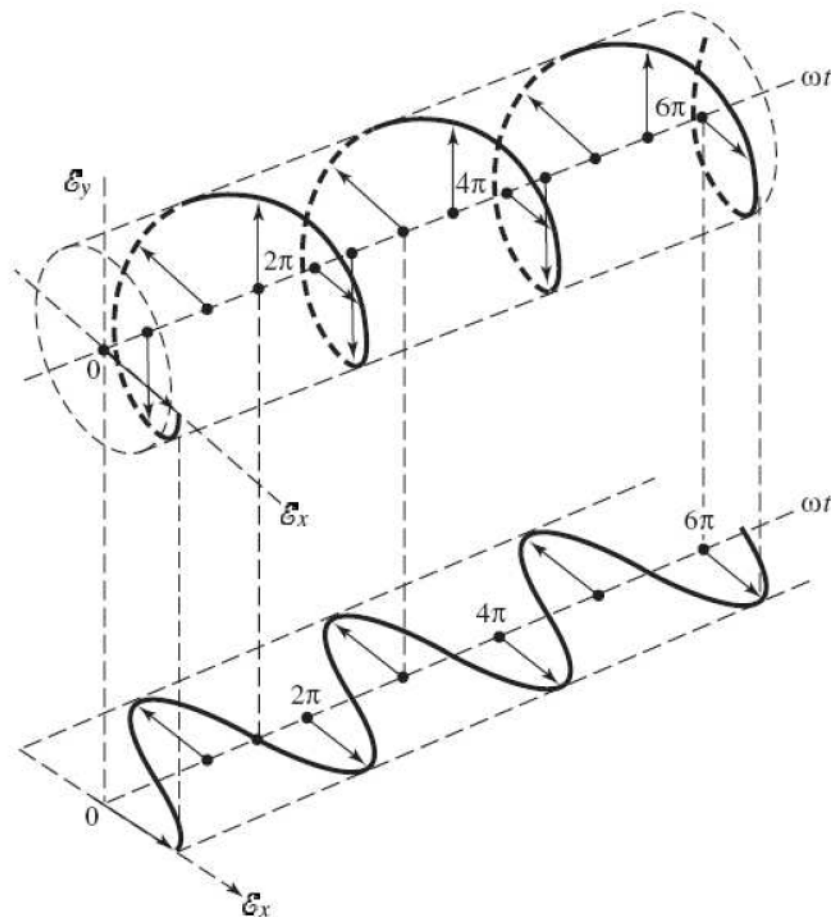


Figura 4.7: Polarización - Rotación del vector de campo eléctrico instantáneo en función del tiempo.

La polarización se puede clasificar de la siguiente manera:

- *Polarización Lineal:* se considera que una onda armónica en el tiempo es linealmente polarizada en un determinado punto del espacio si el vector de campo eléctrico (magnético) en este punto esta siempre orientado a lo largo de una línea en cada instante de tiempo. Esto ocurre si el vector de campo (eléctrico o magnético) posee solamente una componente o si posee dos componentes lineales ortogonales desfasadas en tiempo 180° (o múltiplos de 180°).
- *Polarización Circular:* se considera que una onda armónica en el tiempo es circularmente polarizada en un determinado punto del espacio si el vector de campo eléctrico (magnético) en este punto describe un círculo como función del tiempo. Esto ocurre si el vector de campo (eléctrico o magnético) posee dos componentes lineales ortogonales de igual magnitud desfasadas 90° en tiempo (o múltiplos impares de 90°).

El sentido de rotación es siempre determinado girando la componente de fase principal hacia la componente de la fase retrasada y observando la rotación del vector de campo viendo como la onda se aleja del observador. Si la rotación es hacia la derecha (sentido horario), la onda presenta polarización circular derecha, *RHCP* (right hand circularly polarized). Si la rotación es hacia la izquierda (sentido antihorario), la onda la onda presenta polarización circular izquierda, *LHCP* (left hand circularly polarized).

- *Polarización Elíptica:* se considera que una onda armónica en el tiempo es elípticamente polarizada en un determinado punto del espacio si el vector de campo eléctrico (magnético) en este punto describe una elipse como función del tiempo. Aunque la polarización lineal y circular son casos especiales de la elíptica, por lo general, en la práctica se dice que una onda tiene polarización elíptica cuando su polarización no es ni lineal ni circular.

Para que se considere polarización elíptica el vector de campo (eléctrico o magnético) debe tener dos componentes lineales ortogonales, las componentes pueden ser de igual magnitud o no. Si las componentes no son de la misma magnitud, la diferencia temporal de fase no debe ser de 0° o múltiplos de 180° (porque se trataría de polarización lineal). Si las componentes son de la misma magnitud, la diferencia temporal de fase no debe ser de múltiplos impares de 90° (porque se trataría de polarización circular).

El sentido de rotación se determina mediante las mismas reglas que para la polarización circular.

Para el caso de polarización elíptica de una onda que viaja a lo largo del eje z negativo, la curva trazada en una posición determinada del eje z , como una función del tiempo, es, en general, una elipse inclinada, como se muestra en la siguiente figura:

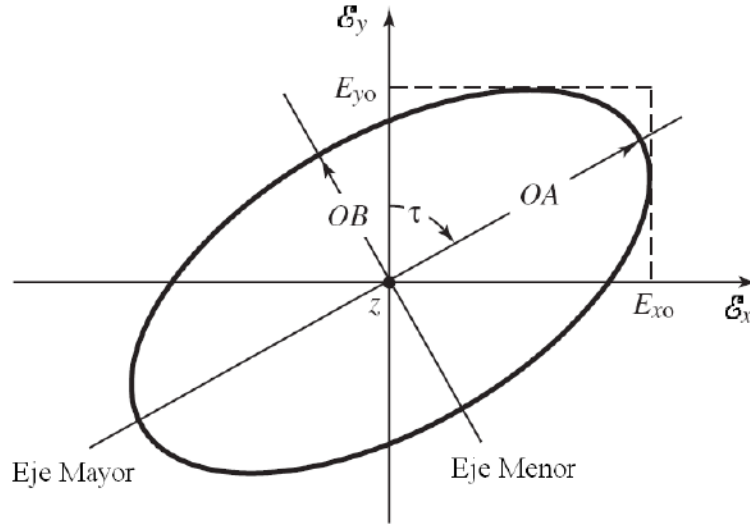


Figura 4.8: Elipse de polarización.

El cociente entre el eje mayor y el eje menor se conoce como *relación axial* (AR):

$$AR = \frac{\text{eje mayor}}{\text{eje menor}} = \frac{OA}{OB}, \quad 1 \leq AR \leq \infty \quad (4.13)$$

expresada en decibels:

$$AR_{dB} = 20 \times \log\left(\frac{OA}{OB}\right) \quad [dB] \quad (4.14)$$

donde

$$OA = \left[\frac{1}{2} \left(E_{xo}^2 + E_{yo}^2 + \left[E_{xo}^4 + E_{yo}^4 + 2E_{xo}^2 E_{yo}^2 \cos(2\Delta\phi) \right]^{1/2} \right) \right]^{1/2} \quad (4.15)$$

$$OB = \left[\frac{1}{2} \left(E_{xo}^2 + E_{yo}^2 - \left[E_{xo}^4 + E_{yo}^4 + 2E_{xo}^2 E_{yo}^2 \cos(2\Delta\phi) \right]^{1/2} \right) \right]^{1/2} \quad (4.16)$$

donde E_{xo} y E_{yo} son, respectivamente, las magnitudes máximas de las dos componentes de campo eléctrico y $\Delta\phi$ es la diferencia de fase temporal entre ellos.

La inclinación de la elipse, relativa al eje y , está representada por el ángulo τ dado por:

$$\tau = \frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \left[\frac{2 E_{xo} E_{yo}}{E_{xo}^2 - E_{yo}^2} \cos(\Delta\phi) \right] \quad (4.17)$$

Si una antena irradia o recibe con una dada elipse de polarización, existe una aislación de polarización cruzada conocida como *XPD* (*cross polarization Discrimination*).

La aislación de polarización nos indica que parte de la potencia se recibe en *LHCP* si se transmite con *RHCP* o a la inversa.

La aislación de polarización y la relación axial están relacionadas:

$$XPD = 20 \times \log \left(\frac{10^{AR_{dB}/20} + 1}{10^{AR_{dB}/20} - 1} \right) [dB] \quad (4.18)$$

$$AR_{dB} = 20 \times \log \left(\frac{10^{XPD/20} + 1}{10^{XPD/20} - 1} \right) [dB] \quad (4.19)$$

4.4.8 Impedancia de Entrada

La *impedancia de entrada* de una antena se define como la impedancia presentada por la antena, o la relación entre la tensión y la corriente, en sus terminales de entrada.

Así, la impedancia de entrada de la antena puede ser expresada como:

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (4.20)$$

donde Z_A , R_A y X_A son la impedancia, resistencia y reactancia en los terminales de entrada de la antena respectivamente, todos expresados en ohms.

La parte resistiva de la ecuación anterior esta formada por dos componentes:

$$R_A = R_r + R_L \quad (4.21)$$

donde R_r se conoce como *resistencia de radiación* de la antena y R_L se conoce como *resistencia de perdidas* de la antena. La resistencia de radiación esta asociada con la energía entregada a la antena y que es radiada. La resistencia de perdidas esta asociada con la energía que se entrega a la antena y que se pierde en el conductor y en el dieléctrico que componen la antena.

4.4.9 Relación de Onda Estacionaria ROE (VSWR)

Para que una antena trabaje eficientemente transformando la energía de las corrientes variables de la línea de transmisión en ondas electromagnéticas y viceversa, debe haber una máxima transferencia de potencia entre el transmisor (receptor) y la antena.

La máxima transferencia de potencia ocurre cuando la impedancia de la antena Z_A esta adaptada con la impedancia del transmisor Z_g (o del receptor).

De acuerdo con el teorema de la máxima transferencia de potencia, esta se transfiere solamente cuando la impedancia del trasmisor (o receptor) es igual al complejo conjugado de la impedancia de la antena en consideración, y viceversa. Entonces la condición de adaptación es:

$$Z_A = Z_g^* \quad (4.22)$$

donde:

$$Z_g = R_g + jX_g \quad (4.23)$$

Para continuar con el análisis se asume que la antena esta conectada a un generador con impedancia interna Z_g . R_g y X_g son la resistencia y reactancia del generador respectivamente, todos expresados en ohms.

Teniendo en cuenta esto, la antena es usada como transmisora. Se puede representar a la antena y al generador por un circuito equivalente:

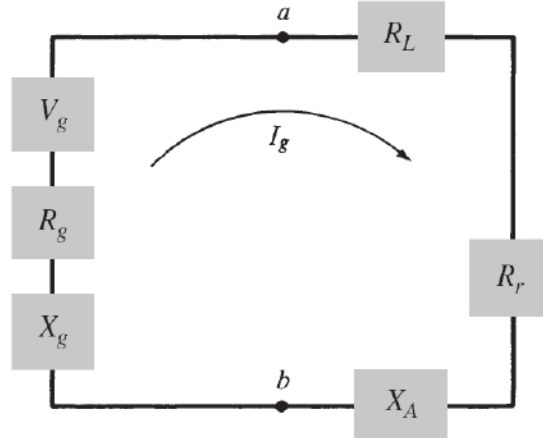


Figura 4.9: Circuito equivalente de una antena conectada a un generador.

La máxima transferencia de potencia del generador hacia la antena ocurre cuando:

$$R_g = R_r + R_L \quad (4.24)$$

$$X_A = -X_g \quad (4.25)$$

Si la condición de adaptación no es satisfecha, una parte de la potencia se refleja desde la antena hacia el generador. Suponiendo que la antena es conectada al generador

mediante una línea de transmisión, de impedancia igual a la del generador, se producirá sobre la misma un perfil de onda estacionaria como resultado de la interacción de las ondas incidentes y reflejadas desde la antena. Si llamamos V_i a la amplitud de la onda incidente, y V_r a la amplitud de la onda reflejada, podemos definir el coeficiente de reflexión Γ de la siguiente manera:

$$\Gamma = \frac{V_r}{V_i} \quad (4.26)$$

El coeficiente tiene modulo y fase, su magnitud absoluta esta dada por:

$$|\Gamma| = \frac{Z_A - Z_g}{Z_A + Z_g} \quad (4.27)$$

Se define luego la *relación de onda estacionaria* ρ (ROE) o *VSWR* (Voltage Standing Wave Ratio):

$$\rho = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (4.28)$$

Tanto el coeficiente de reflexión como la relación de onda estacionaria miden el grado de desadaptación entre el transmisor (o receptor) y la antena. Esta desadaptación provoca una atenuación que puede determinarse como:

$$At_{Desadaptation} = 10 \times \log \left(\frac{1}{1 - |\Gamma|^2} \right) [dB] \quad (4.29)$$

4.4.10 Pérdida de Retorno

La atenuación por desadaptación generalmente se expresa como *pérdida de retorno* (PR), con la siguiente expresión:

$$PR = -20 \times \log |\Gamma| [dB] \quad (4.30)$$

La pérdida de retorno es un parámetro que nos indica la cantidad de potencia que es “perdida” en la antena y no regresa como reflexión. Para una adaptación perfecta, $\Gamma = 0$ y $PR = \infty$, indicando que no hay potencia reflejada. Por el contrario para $\Gamma = 1$ tenemos $PR = 0$, indicando que toda la potencia incidente es reflejada.

En la siguiente tabla se puede ver una comparación entre los valores del coeficiente de reflexión, la relación de onda estacionaria y la pérdida de retorno:

<i>R.O.E</i>	Γ	Pérdida de retorno [dB]
1	0,00	∞
1,05	0,024	32,25
1,10	0,047	26,44
1,15	0,069	23,12
1,20	0,091	20,82
1,25	0,111	19,08
1,30	0,130	17,69
1,40	0,166	15,56
1,50	0,200	13,98
1,75	0,275	11,20
2,00	0,333	9,54
3,00	0,5	6,02
5,00	0,666	3,52
10,00	0,818	1,74
∞	1	0,00

Tabla 4.1

4.4.11 Ancho de Banda

La impedancia de entrada de una antena es una función de la frecuencia. Por lo tanto, la adaptación entre el generador y la antena solo se puede lograr en un rango de frecuencias determinado. El ancho de banda de una antena es definido como el rango de frecuencias en las cuales la antena tiene un buen desempeño conforme un estándar especificado.

Generalmente el estándar tomado es el de operar la antena en el rango de frecuencias para el cual se tiene un valor de $ROE < 2$ ($PR > 9,5\text{dB}$).

4.5 Planteo de los Requerimientos de la Antena

Los requerimientos de la antena de la estación terrena *APT* surgen del análisis del radio enlace realizado en el capítulo 3:

- *La antena debe ser omnidireccional:* este requerimiento surgió de la elección de no utilizar una antena direccional para recibir las señales ya que se hubiera requerido un sistema adicional para mantener la antena apuntando hacia el satélite mientras pasa sobre la estación terrestre. Con

una antena omnidireccional se puede lograr una ganancia de aproximadamente 4 dB.

- *El patrón de radiación*, como consecuencia de la determinación anterior, debe ser igualmente sensitivo en todo el hemisferio superior. En el hemisferio inferior la sensibilidad debe ser reducida al mínimo para evitar que la antena capte ruido proveniente de la radiación de la tierra. Lo mismo para ángulos de elevación del satélite entre 0° y 10° , ya que en estos ángulos arriba a la antena el ruido de origen artificial generado por el hombre. Resulta entonces que *el diagrama de radiación de la antena deberá tener la máxima ganancia posible para θ entre -80° y 80° y la mínima ganancia posible para el resto del diagrama.*
- *La antena deberá ser sensible a la polarización circular derecha (RCH).* Los satélites NOAA transmiten sus señales de APT utilizando polarización circular derecha, por lo tanto la antena debe ser sensible a esta polarización. Por otro lado, cuando las ondas electromagnéticas polarizadas circularmente se reflejan, lo hacen con una inversión en el sentido de su helicidad. Por este motivo, también es deseable que la antena presente rechazo a la polarización circular izquierda (LCH). De esta manera la antena es insensible a las reflexiones.

Teniendo en cuenta estos requerimientos, y en base a un análisis de distintas referencias bibliográficas [4-14] se eligieron dos antenas que cubren muy bien las necesidades planteadas. Estas antenas son: la antena *Turnstile* y la antena *Hélice Cuadrifilar*.

4.6 Antena Turnstile

La antena Turnstile [4], también conocida como *Dipolos Cruzados*, consiste en dos dipolos, montados en ángulo recto, y alimentados con una diferencia de fase de 90° . Un esquema de la antena se muestra en la figura 4.10.

Esta antena se caracteriza por generar un patrón polarizado horizontalmente en el plano de la antena, es decir, para $\theta = 90^\circ$. En la dirección vertical, para $\theta = 0^\circ$ o 180° , la radiación presenta polarización circular. Para ángulos intermedios, $0 < \theta < 90^\circ$, la radiación presenta polarización elíptica [5].

La impedancia de esta antena es la de dos dipolos conectados en paralelo, es decir, aproximadamente 38Ω . Como la impedancia de entrada del receptor es de 50Ω la antena quedaría desadaptada, sin embargo, el valor de *R.O.E.* para estos valores de impedancias es de 1,3, lo que indica que el nivel de desadaptación es aceptable.

Para lograr el desfase de 90° entre los dos dipolos se utiliza una línea de $\lambda / 4$, de 75Ω de impedancia característica. Se pueden ver los detalles de las conexiones en las figuras 4.10 y 4.11.

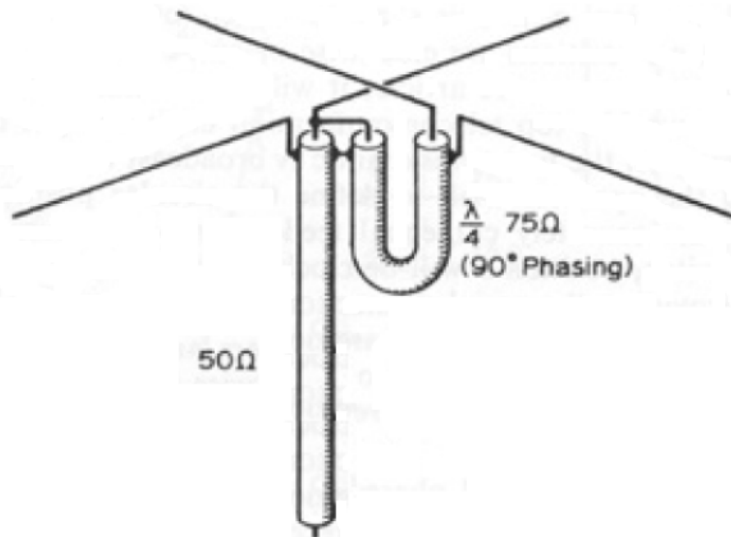


Figura 4.10: Antena *Turnstile* o *Dipolos Cruzados*.

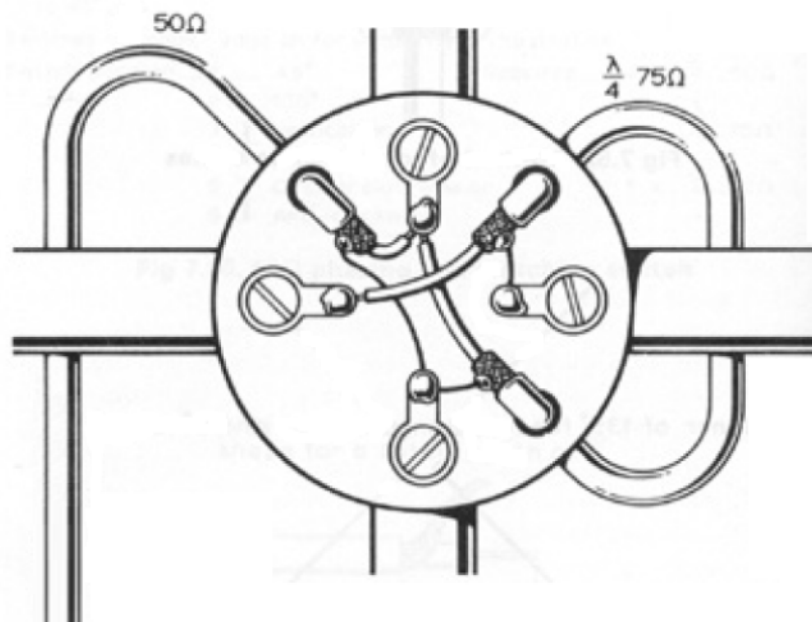


Figura 4.11: Detalle de las conexiones de las líneas coaxiales con los dipolos.

4.6.1 Diseño Antenas Mediante Software

Para realizar el diseño de cualquier antena, se parte del análisis de la distribución de las corrientes sobre la estructura de la antena, y, posteriormente, se determinan los campos eléctricos y magnéticos generados por dichas corrientes. Sin embargo, hallar la distribución de corrientes y el posterior cálculo de los campos que estas generan no es una tarea sencilla, sobre todo para algunas geometrías complicadas como el caso de la hélice cuadrifilar. Hasta hace tres décadas atrás, para realizar el diseño de estructuras complicadas se trabajaba en forma experimental, realizando prototipos y haciendo mediciones sobre los mismos, hasta obtener las características deseadas. En la actualidad, con el advenimiento de las computadoras, se trabaja realizando simulaciones en software. Los programas de simulación trabajan empleando el método de los elementos finitos, que básicamente dividen el espacio total en pequeños elementos en donde el campo de cada elemento es representado por una función local. El modelo geométrico de la antena es dividido en tetraedros que conforman una malla de elementos. El software realiza los cálculos y entrega los resultados en forma grafica.

Para realizar el diseño de las antenas se utilizó el software profesional *FEKO*, del cual se puede obtener información en la referencia [15].

4.6.2 Diseño de la Antena Turnstile

El diseño de la antena se basa en un par de dipolos de media longitud de onda. La longitud de cada dipolo esta dada por:

$$L_D = \frac{(\lambda \times 0,95)}{2} \quad [\text{Metros}] \quad (4.31)$$

siendo:

$$\lambda = \frac{300}{f \text{ [MHz]}} \quad [\text{Metros}] \quad (4.32)$$

donde λ es la longitud de onda en el espacio libre expresada en metros y 0.95 es un factor de corrección debido a que la velocidad de propagación de la onda electromagnética en la antena difiere de la velocidad de propagación en el vacío.

La longitud de cada dipolo para una frecuencia de 137,5MHz (frecuencia central de la transmisión *APT*) resulto de 1,036 metros.

La longitud del tramo de coaxil que produce el desfase de 90° esta dado por:

$$(2n + 1) \times \frac{\lambda_c}{4} \quad [\text{Metros}] \quad (4.33)$$

donde:

$$\lambda_c = \lambda \times v_p \quad [\text{Metros}] \quad (4.34)$$

siendo v_p factor de velocidad del cable. En nuestro caso se uso un tramo de cable *RG59* con $v_p \approx 0,66$, resultando una longitud total del cable de 0,36 metros (36 cm).

Una vez dimensionada la antena se la simuló en el software *FEKO*. Los resultados de las simulaciones se pueden ver en la figuras 4.12, y 4.13.

En la figura 4.12 se observa el diagrama de radiación en tres dimensiones de la antena, y en la figura 4.13 se puede ver un corte vertical del mismo diagrama, para un ángulo $\phi = 0^\circ$. Los diagramas expresan la ganancia de la antena referida a un radiador isotrópico en función de las coordenadas (θ, ϕ) . Como podemos apreciar la antena presenta una ganancia de 2,15 dBi en la dirección vertical, para $\theta = 0^\circ$ o 180° . La ganancia decae a medida que nos movemos hacia el plano de la antena, es decir, para $\theta = 90^\circ$, hasta un valor de -0,85 dBi.

Esto nos indica que el *ángulo de potencia mitad* de la antena es prácticamente de 180° , como se puede apreciar en la figura 4.13, lo que significa que la antena es buena para recibir señales provenientes de cualquier dirección, comportándose de manera semejante a un radiador isotrópico. Sin embargo, en nuestro caso, esto representa un problema, ya que se contradice con el requerimiento de que el patrón de radiación debe ser sensitivo solamente el hemisferio superior. En el hemisferio inferior la sensibilidad debe ser reducida al mínimo para evitar que la antena capte ruido proveniente de la radiación de la tierra.

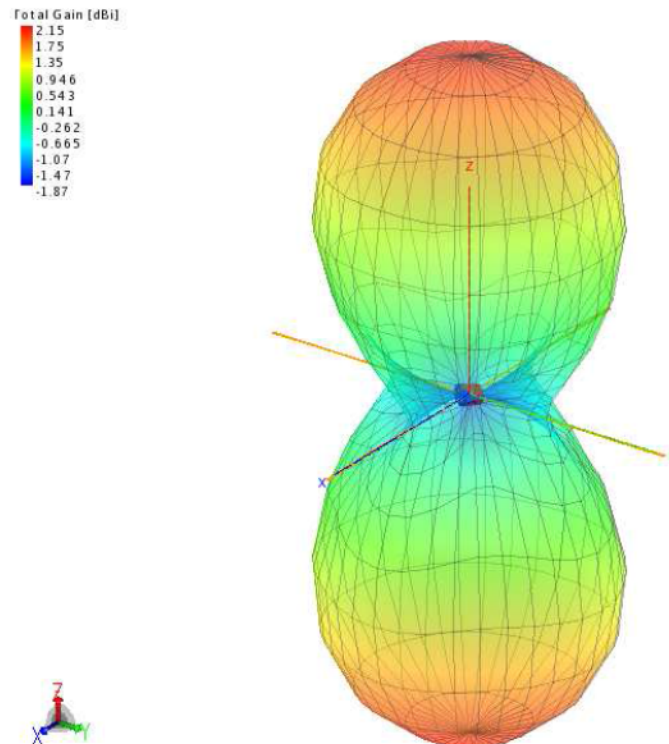


Figura 4.12: Diagrama de radiación en tres dimensiones de la antena *Turnstile*.

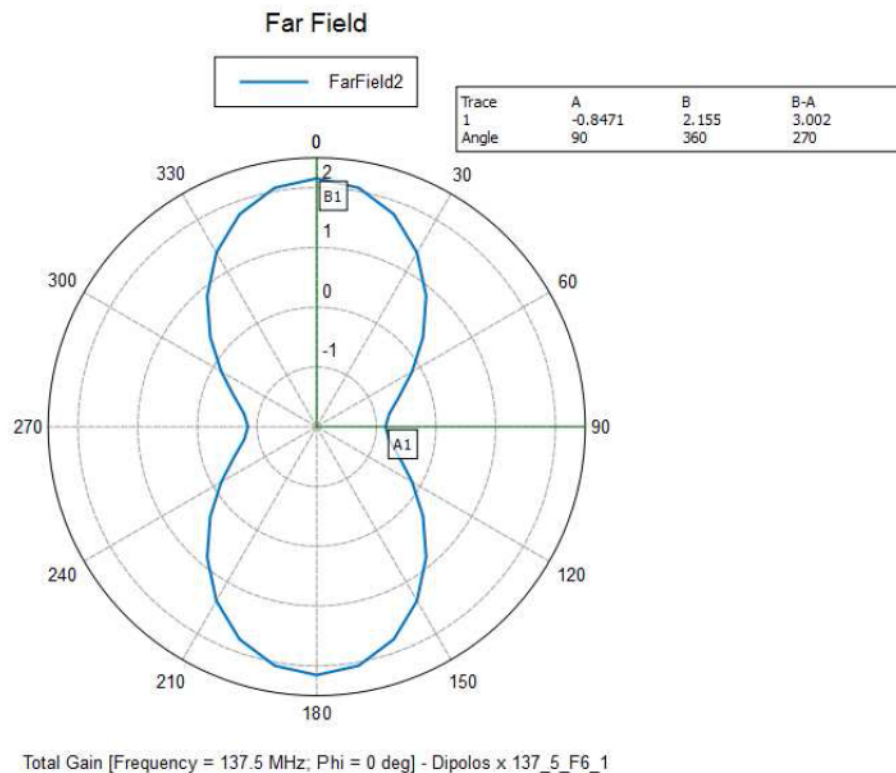


Figura 4.13: Corte vertical del diagrama de radiación de la antena *Turnstile* para $\phi = 0^\circ$.

Para solucionar este inconveniente, y en base a la referencia [5], se decidió agregar a la antena un reflector en su parte posterior, que actúe como plano de tierra, para replegar el lóbulo inferior del diagrama de radiación hacia la parte superior de la antena.

El reflector consiste en otros dos dipolos cruzados, con una longitud 10% mayor que la de los dipolos que conforman la antena. El reflector o plano de tierra se ubica a una distancia de aproximadamente $\lambda / 4$ por debajo de la antena. Para determinar la distancia exacta a la que se debe ubicar el reflector, se trabajó en el simulador variando su posición hasta obtener el diagrama de radiación deseado. La distancia final fue de 0,55 metros (55 cm).

Los resultados de las simulaciones de la antena con el agregado del plano de tierra se pueden ver en la figuras 4.14, 4.15, 4.16, 4.17 y 4.18.

Se puede apreciar que con el agregado del reflector se consigue el objetivo buscado. El lóbulo inferior disminuye notablemente hasta terminar en un pequeño lóbulo vestigial y aumenta la ganancia de la antena en el hemisferio superior, presentando un valor de 5,76 dB en la dirección de máxima radiación (aproximadamente el doble que en el caso anterior).

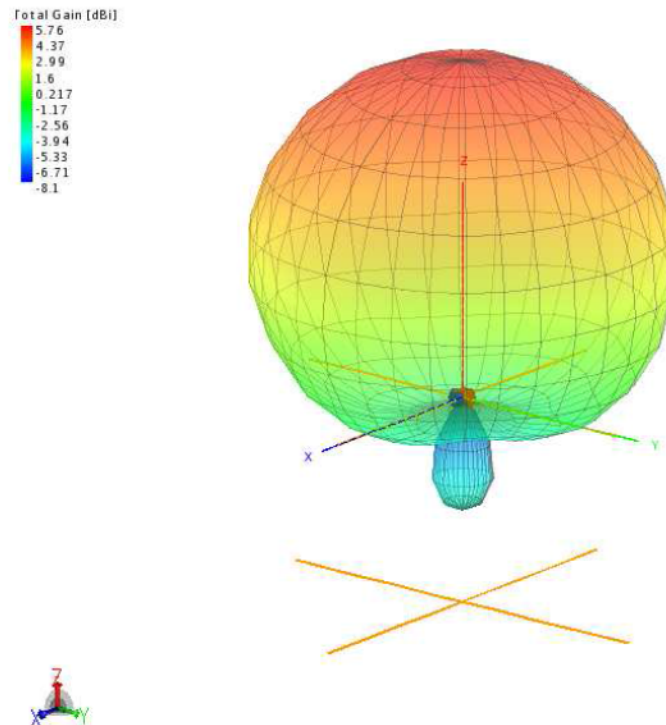


Figura 4.14: Diagrama de radiación en tres dimensiones de la antena *Turnstile* con plano de tierra.

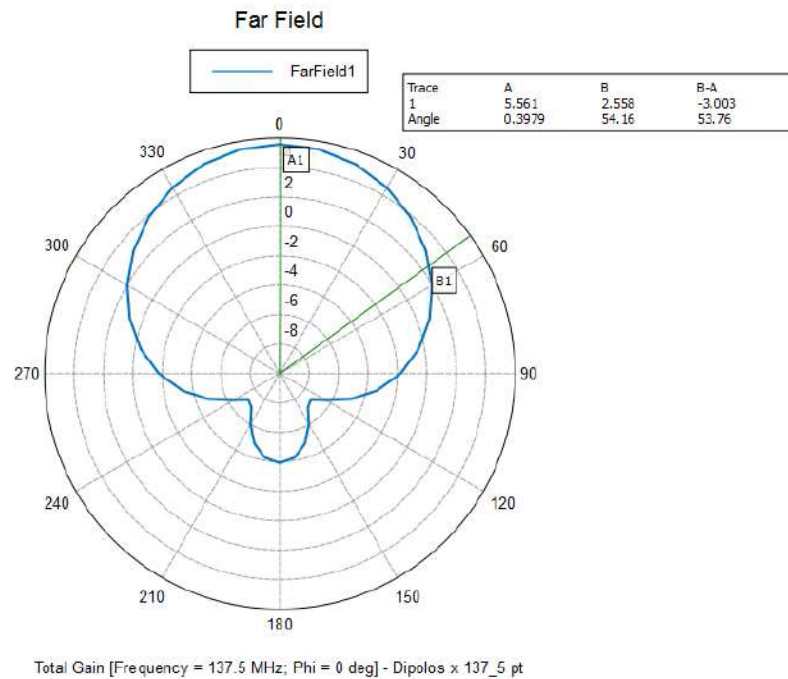


Figura 4.15: Corte vertical del diagrama de radiación de la antena *Turnstile* con plano de tierra para $\phi = 0^\circ$.

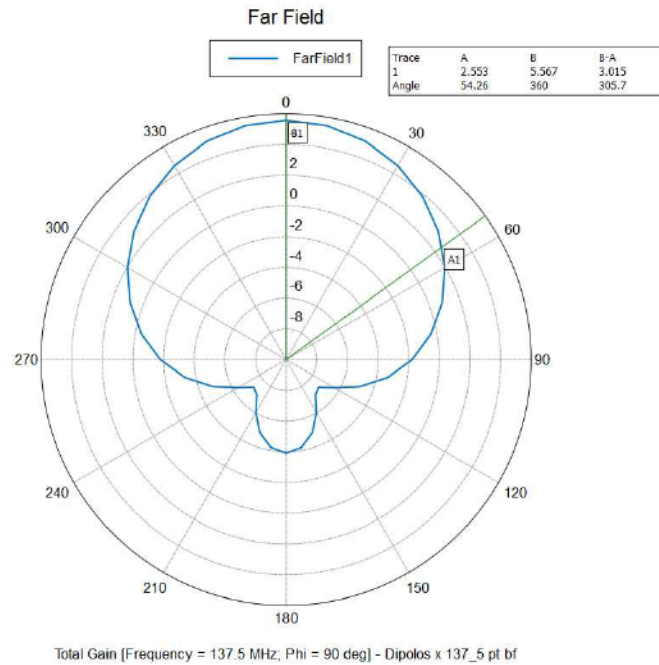


Figura 4.16: Corte vertical del diagrama de radiación de la antena *Turnstile* con plano de tierra para $\phi = 90^\circ$.

En la figura 4.15 se muestra un corte vertical del diagrama de radiación de la antena con plano de tierra para $\phi = 0^\circ$, mientras que en la figura 4.16 se muestra un corte vertical del mismo diagrama para $\phi = 90^\circ$.

Observando estas figuras se puede apreciar que los diagramas son prácticamente iguales, lo que indica una gran simetría de revolución. Se puede ver que el *ángulo de potencia mitad* de la antena es de 110° . En el plano horizontal de la antena, la ganancia cae prácticamente 8 dB con respecto a la ganancia en la dirección de máxima radiación y continúa disminuyendo hacia el hemisferio inferior del diagrama. Para un ángulo $\theta = 130^\circ$ la diferencia es de prácticamente 13 dB.

En la figura 4.17 se ve un gráfico cartesiano del diagrama de radiación, donde se destacan las componentes de polarización. Para un ángulo $\theta = 0^\circ$ la componente de polarización circular derecha es 57 dB superior a la componente circular izquierda. En el ángulo de potencia mitad, $\theta = 55^\circ$, la diferencia es de 10,5 dB, y en el plano horizontal, $\theta = 90^\circ$, ambas componentes se igualan.

Finalmente, en la figura 4.19 se puede ver un gráfico de la *Relación Axial* expresada en dB, en función del ángulo θ . El valor de la misma es de 100 dB en el plano horizontal de la antena ($\theta = \pm 90^\circ$) y decae hacia los polos del diagrama ($\theta = 0^\circ$ y $\theta = 180^\circ$) hasta un valor de 0 dB. Esto nos indica que en los polos del diagrama de radiación la polarización es circular pura. Para ángulos intermedios, $0 < \theta < 90^\circ$, la polarización es elíptica y la gran relación axial en el plano horizontal de la antena indica que la polarización en esta zona es lineal.

Los valores obtenidos se consideraron satisfactorios y se dio por terminado el diseño.

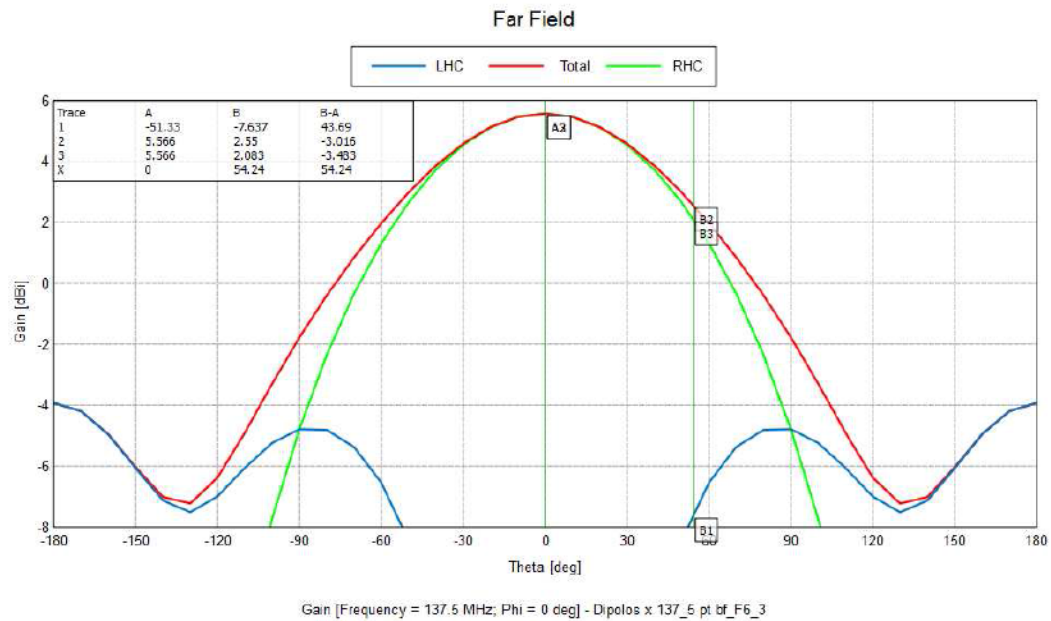


Figura 4.17: Grafico cartesiano del diagrama de radiación de la antena *Turnstile*. Se distinguen las componentes del campo con polarización circular izquierda y derecha.

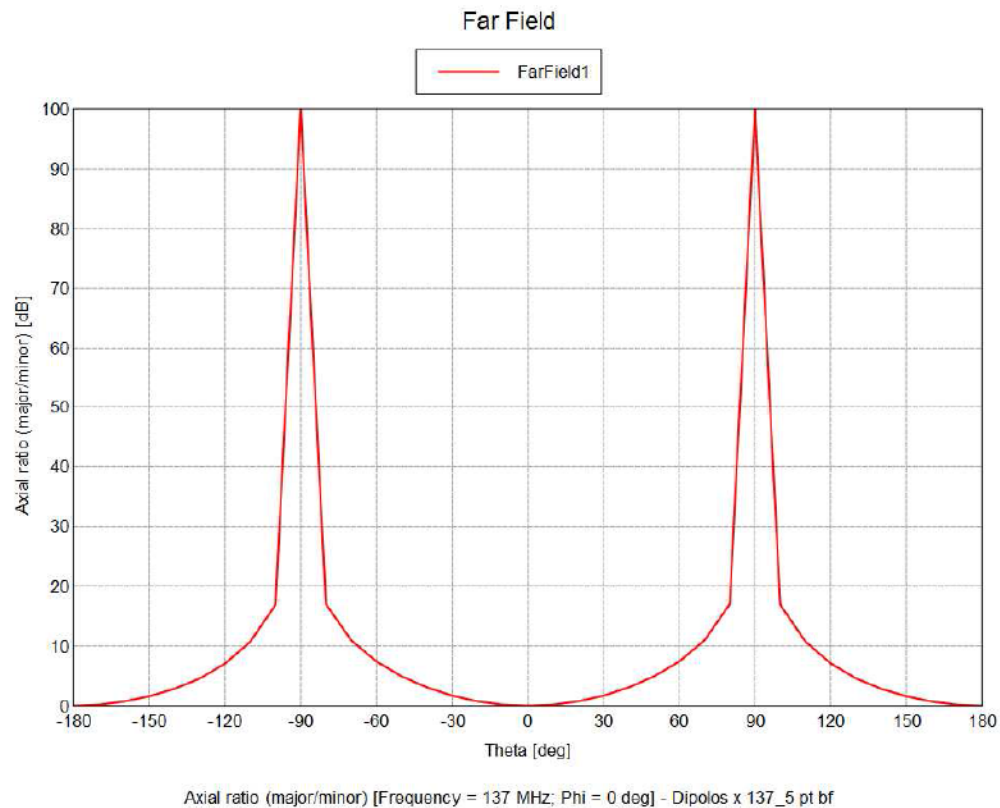


Figura 4.18: Relación Axial expresada en dB en función del ángulo θ .

4.6.3 Construcción de la Antena Turnstile

La antena se construyó con caños de aluminio de 8mm de diámetro. Como elemento de soporte de los dipolos activos se utilizó un trozo de circuito impreso *FR4* de 10 cm × 10 cm. Como elemento de soporte de los dipolos que componen el reflector se utilizó un cuadrado de chapa de aluminio de las mismas dimensiones.

Para construir el elemento desfasador se utilizó un tramo de cable *RG59*, de longitud igual a $\lambda/4$ y con 75Ω de impedancia característica. Para el cable de bajada hacia el receptor se utilizaron 15 metros de cable *RG58*, de 50Ω de impedancia característica.

En la figura 4.21 se puede ver a la antena construida, instalada en el techo del Departamento de Electrotecnia.

4.6.4 Mediciones de la Antena Turnstile

Luego de construirse la antena se realizó una medida de la relación de ondas estacionarias para verificar su funcionamiento. Una grafica con el resultado de la medición se puede ver en la figura 4.19. Se aprecia que la antena presenta bajos valores de *ROE* en un rango de frecuencias entre 130 MHz y 155 MHz, representando un ancho de banda de 25 MHz.

El valor de la relación de ondas estacionarias resultó menor que el esperado, llegando a un valor tan bajo como 1,1, para frecuencias entre 131 MHz y 138 MHz. Esto indica que la antena esta perfectamente sintonizada en el rango de frecuencias de interés (137 MHz a 138MHz). La diferencia entre el valor logrado y el valor calculado previamente ($ROE = 1,3$), probablemente se puede atribuir al agregado del plano de tierra. Recordemos que al acercar objetos a la antena se modifica su resistencia de radiación.

Una vez comprobado el funcionamiento de la antena no se realizaron otras mediciones. La antena se instaló directamente en el techo del Departamento de Electrotecnia y se comenzaron a recibir imágenes satelitales de muy buena calidad.

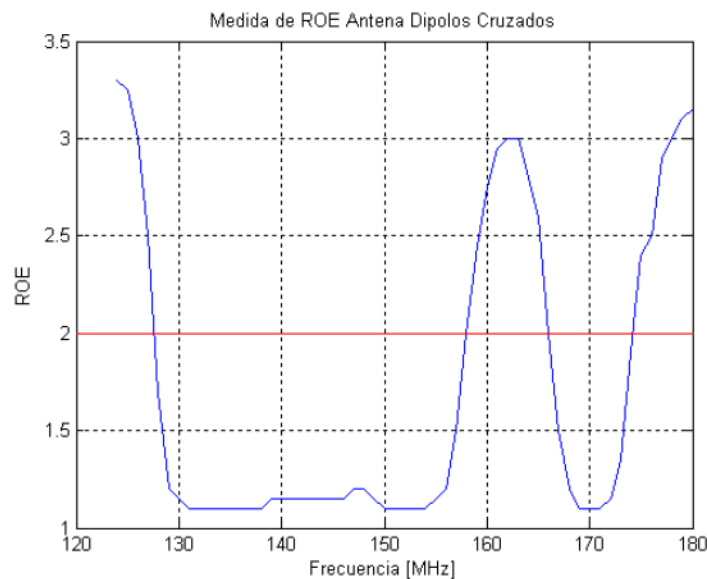


Figura 4.19: Medida de la relación de onda estacionaria de la antena *Turnstile*.

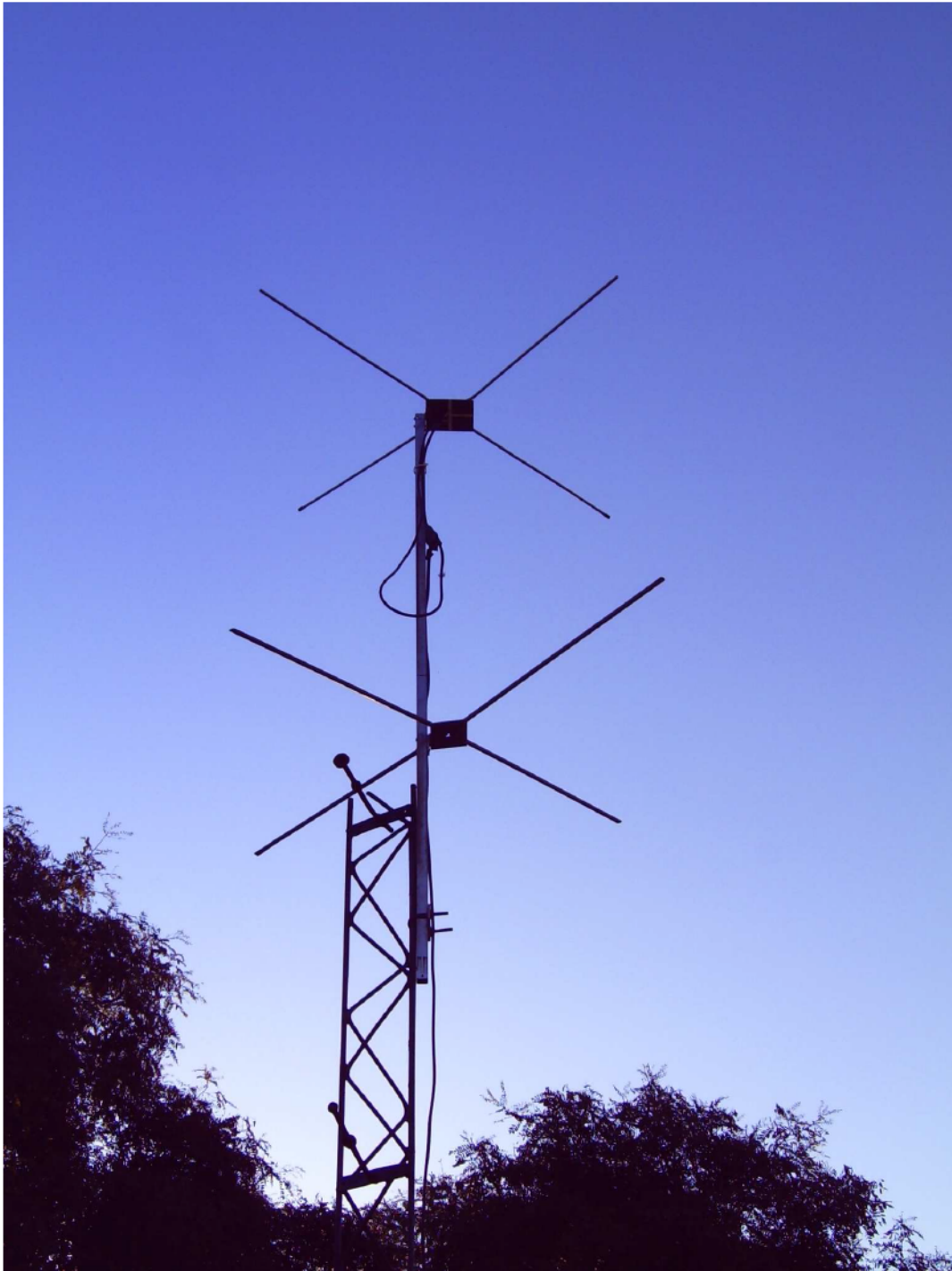


Figura 4.20: Antena *Turnstile* instalada en el techo del Departamento de Electrotecnia.

4.7 Antena Hélice Cuadrifilar

Esta antena está compuesta por dos lazos helicoidales bifilares, orientados ortogonalmente entre si, sobre un mismo eje, envolviendo un volumen común. Las corrientes en las dos ramas de la antena están en cuadratura de fase, es decir, con una diferencia de fase de 90° (también se puede ver como cuatro hélices concéntricas, rotadas 90° geométricos una de la otra, y cada hélice alimentada con una fase de 90° eléctricos entre un par de ellas), ver figura 4.22.

La hélice cuadrifilar posee propiedades únicas y versátiles. La radiación generada por esta antena presenta polarización circular con el mismo sentido en toda la esfera de radiación.

Mediante una configuración apropiada de los lazos, se puede lograr una amplia variedad de patrones de radiación, con un excelente ratio axial sobre un gran volumen de patrón.

Esta antena fue desarrollada por el Doctor C. C. Kilgus, entre los años 1968 y 1975, en el laboratorio de física aplicada de la universidad Johns Hopkins. Kilgus publico varios artículos que establecen las bases teóricas de operación de la antena [8], [9], [10] y [13].

Esta antena provee radiación omnidireccional en un solo hemisferio sin la necesidad de un plano de tierra. Por este motivo es ampliamente usada en satélites.

La antena hélice cuadrifilar es generalmente confundida con la antena helicoidal convencional, sin embargo, las características de ambas antenas son radicalmente diferentes (por ejemplo, diferente sentido en la polarización circular para un mismo sentido de rosca).

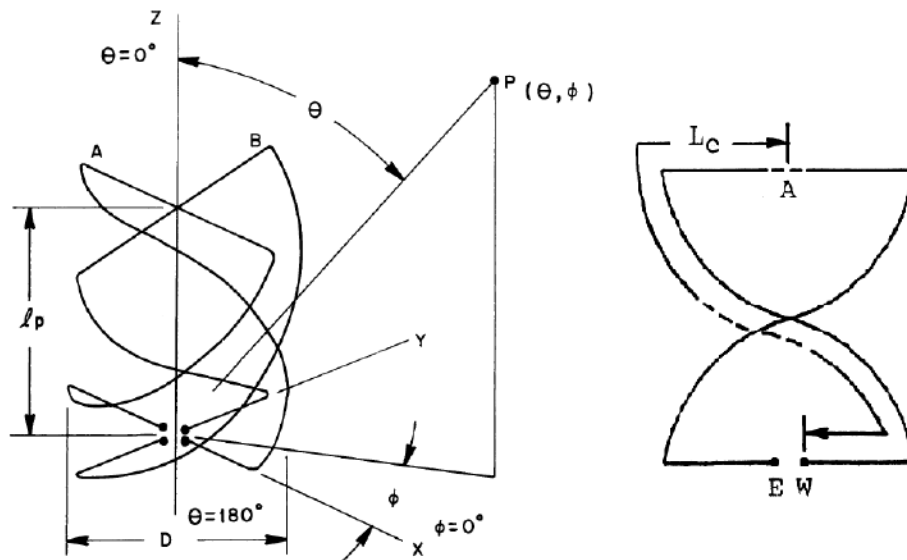


Figura 4.22: Diagrama de una hélice cuadrifilar de media vuelta.

En la figura 4.22 se puede ver una de las posibles configuraciones de la antena. En este caso se trata de una hélice de media vuelta. A la derecha se puede ver uno de los dos lazos que componen la antena, y a la izquierda un diagrama de la antena completa, donde se indican los parámetros que la caracterizan:

T = número de vueltas de la hélice (en este caso es $1/2$).

D = diámetro del cilindro imaginario que envuelve la antena.

L_p = longitud axial del cilindro imaginario que envuelve la antena.

L_e = medio largo eléctrico del conductor de cada sección bifilar (la longitud total de cada lazo entre terminales de entrada es de $2 \times L_e$).

Los parámetros T , D y L_e son variables físicas mutuamente independientes. El parámetro L_p es una variable física pero está fijado por los parámetros anteriores:

$$L_p = \sqrt{(L_e - D)^2 - (\pi \times T \times D)^2} \quad (4.35)$$

Se puede definir un parámetro adicional relacionando el diámetro con la longitud axial del cilindro imaginario que envuelve la antena:

$$R = \frac{D}{L_p} \quad (4.36)$$

El parámetro R constituye un parámetro de diseño que determina la forma del patrón de radiación generado por la antena.

4.7.1 Diseño de la Antena Hélice Cuadrifilar

Para dimensionar la antena se analizaron los artículos publicados por Kilgus [8], [9], [10] y [13], en los cuales el autor muestra los resultados de mediciones experimentales para hélices cuadrifilares de $1/4$, $1/2$, 1 , 2 , 3 y 5 vueltas. Se decidió usar una hélice de media vuelta y media longitud de onda, con una relación entre el diámetro y la longitud axial del cilindro imaginario sobre el que se enrolla la antena igual a $0,44$. Para estas dimensiones resulta un ángulo de potencia mitad igual a 140° y un ángulo de -6dB igual a 180° , ver figura 4.22.

Por otra parte, como se estableció anteriormente, las corrientes en las dos ramas de la antena deben presentar una diferencia de fase de 90° . Para lograr esto, se pueden desfasar las corrientes que alimentan a la antena mediante una línea de $\lambda / 4$, como en el caso de la antena *Turnstile*, o se puede emplear un método llamado *Autodesfasador*, propuesto por R.W.Bricker y H.H.Rickert en la referencia [12].

Este método consiste en diseñar uno de los dos lazos que componen la antena con una longitud mayor a la longitud correspondiente a la frecuencia de resonancia buscada, de tal manera que el lazo se vuelve inductivo a la frecuencia de resonancia deseada. El otro lazo se diseña con una longitud menor con respecto a la longitud correspondiente a la frecuencia de resonancia buscada, con lo cual el lazo se vuelve capacitivo a dicha frecuencia.

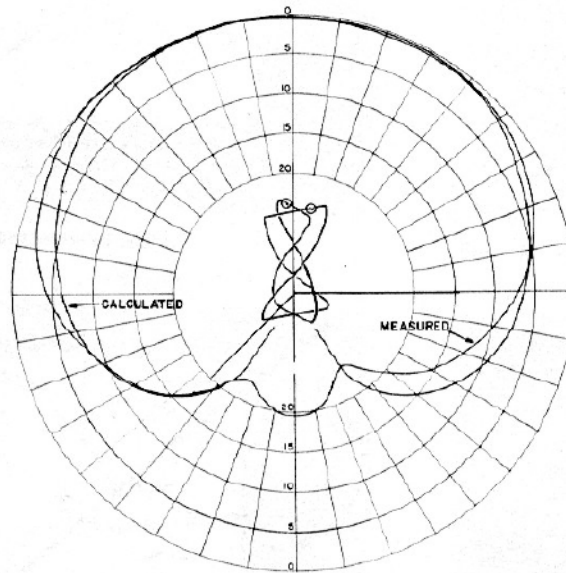


Figura 4.22: Patrón de radiación de una hélice cuadrifilar de media vuelta y media longitud de onda, con un largo axial de 0.27λ . (Kilgus [10]).

Usando este método, los dos lazos son alimentados en paralelo, usando una única línea coaxil. El lazo inductivo se diseña para que la componente reactiva a la frecuencia de operación, XL , sea igual a la componente resistiva, R . De manera similar, el lazo capacitivo se diseña para componente reactiva, XC , sea igual a la componente resistiva, R , a la frecuencia de operación. Si se cumple esta condición, la corriente en el lazo más largo se retrasa 45° , mientras que la corriente en el lazo más corto se adelanta 45° . De esta manera, al conectar los lazos en paralelo, la diferencia relativa entre la corriente adelantada y la corriente retrasada es de 90° , sin la necesidad de usar componentes adicionales para lograr el desfasaje requerido. Por otra parte, en el punto de alimentación las reactancias capacitivas e inductivas se cancelan y la impedancia de entrada de la antena resulta igual a R , componente resistiva pura.

Según la referencia [7], las correcciones en las dimensiones para lograr una relación de fase correcta dependen fuertemente del diámetro del conductor con el que se construye la antena. Para un diámetro del conductor de 0.0055λ se tiene:

- Longitud del lazo mayor = $1.0255 \times 2 L_e$
- Longitud del lazo menor = $0.975 \times 2 L_e$

Según la misma referencia se debe aplicar un factor de corrección a la longitud de onda debido a los efectos capacitivos que se presentan en los codos de la antena (curvaturas del conductor que compone la antena, donde se unen los tramos rectos con

los tramos helicoidales). Estos efectos hacen que el lazo parezca mas corto. El factor de corrección se determina experimentalmente y esta dado por:

$$Le = 1,072 \times \frac{\lambda}{2} \quad (4.37)$$

Partiendo de las ecuaciones detalladas hasta aquí se realizó el diseño teniendo en cuenta:

- Número de vueltas de la hélice: $T = \frac{1}{2}$
- Rosca izquierda (el sentido de la polarización obtenida es inverso al de la rosca de la antena).
- Relación diámetro - longitud axial : $R = 0,44$
- Largo eléctrico del conductor de cada sección bifilar = λ (luego hay que aplicar los factores de corrección).
- Diámetro del conductor de la antena: $D_c = 0,952$ cm (3/8 de pulgada).

Las dimensiones calculadas fueron:

Lazo mayor:

- $D = 323,6$ cm
- $Le = 2410$ cm
- $Lp = 720,3$ cm

Lazo menor:

- $D = 307,8$ cm
- $Le = 2292$ cm
- $Lp = 684,7$ cm

Una vez dimensionada la antena se la simuló en el software *FEKO*. Los resultados de las simulaciones se pueden ver en la figuras 4.23, 4.24, 4.25, 4.26 y 4.27.

En la figura 4.23 se observa el diagrama de radiación en tres dimensiones de la antena, en la figura 4.24 se puede ver un corte vertical del mismo diagrama, para un ángulo $\phi = 0^\circ$ y en la figura 4.25 se muestra el corte vertical para $\phi = 90^\circ$.

Como en el caso de la antena *Turnstile* se puede apreciar que los diagramas son prácticamente iguales, lo que indica una gran simetría de revolución. En este caso el ángulo de potencia mitad de la antena es de 132° . En el plano horizontal de la antena, la ganancia cae prácticamente 6 dB con respecto a la ganancia en la dirección de máxima radiación y continúa disminuyendo hacia el hemisferio inferior del diagrama. Para un ángulo $\theta = 120^\circ$ la diferencia es de 15 dB.

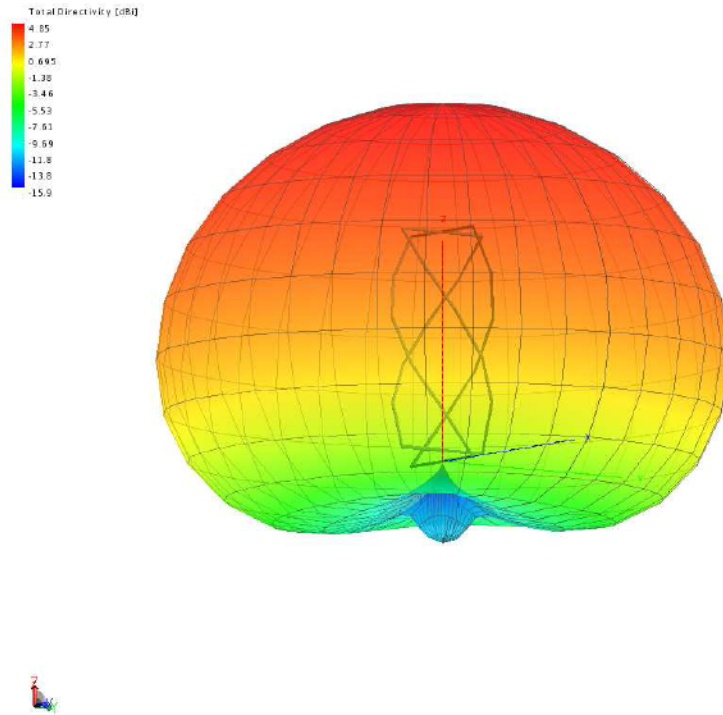


Figura 4.23: Diagrama de radiación en tres dimensiones de la antena *Hélice Cuadrifilar*.

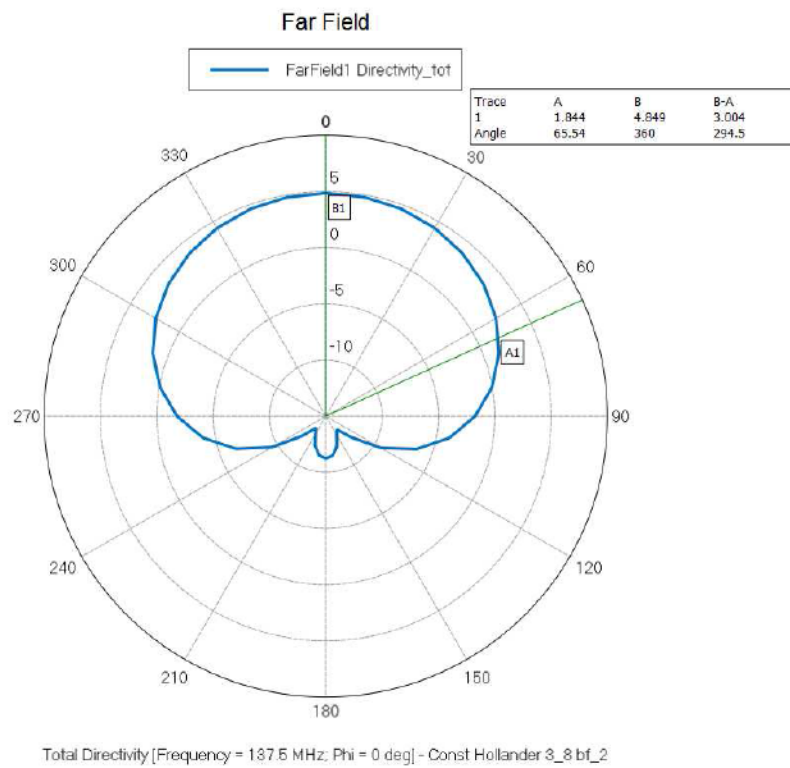


Figura 4.24: Corte vertical del diagrama de radiación de la antena *Hélice Cuadrifilar* para $\phi = 0^\circ$.

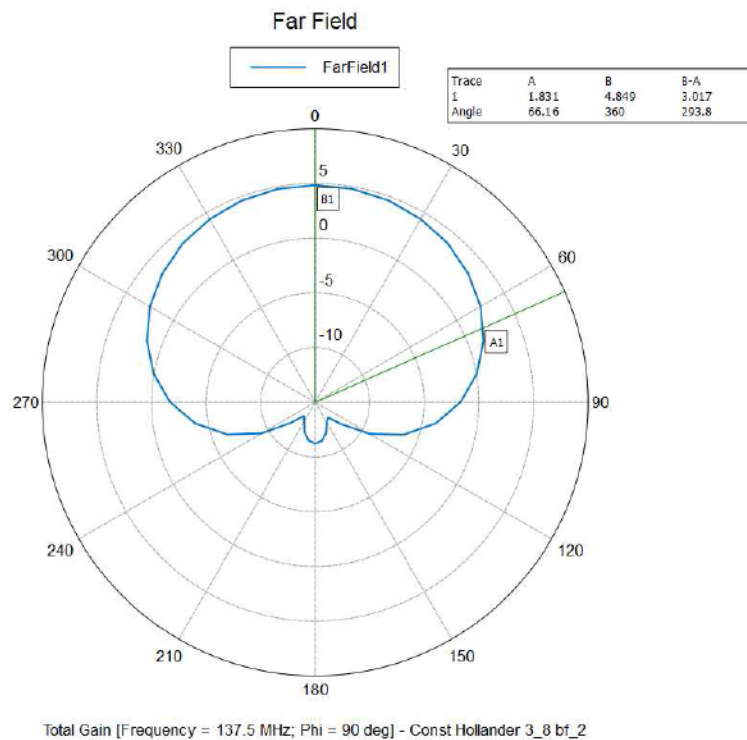


Figura 4.25: Corte vertical del diagrama de radiación de la antena *Hélice Cuadrifilar* para $\phi = 90^\circ$.

En la figura 4.26 se ve un gráfico cartesiano del diagrama de radiación, donde se destacan las componentes de polarización. Para un ángulo $\theta = 0^\circ$ la componente de polarización circular derecha es 37 dB superior a la componente circular izquierda. En el ángulo de potencia mitad, $\theta = 65^\circ$, la diferencia es de 17 dB. En el plano horizontal, $\theta = 90^\circ$, la diferencia es de 7,5 dB. Ambas componentes se igualan para un ángulo $\theta = 140^\circ$.

Finalmente, en la figura 4.27 se puede ver un gráfico de la *Relación Axial* expresada en dB, en función del ángulo θ . A diferencia de la antena *Turnstile* el valor de la relación axial se mantiene por debajo de los 5 dB para $\theta = \pm 120^\circ$ y no aumenta mas allá de 17 dB en el resto del diagrama. Esto indica el alto grado de pureza de la polarización circular derecha que presenta esta antena.

Los valores obtenidos se consideraron satisfactorios y se dio por terminado el diseño.

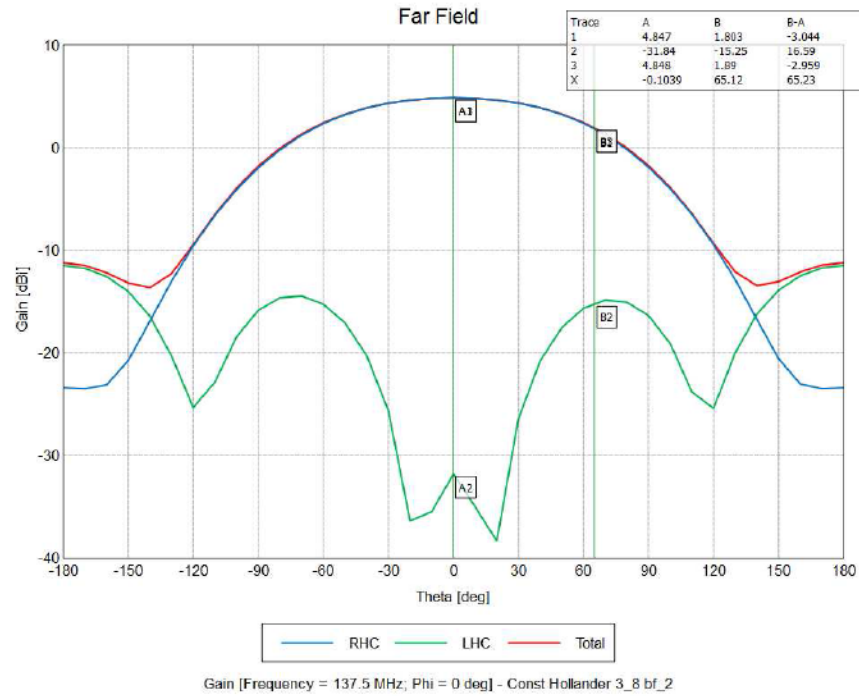


Figura 4.26: Grafico cartesiano del diagrama de radiación de la antena *Hélice Cuadrifilar*. Se distinguen las componentes del campo con polarización circular izquierda y derecha.

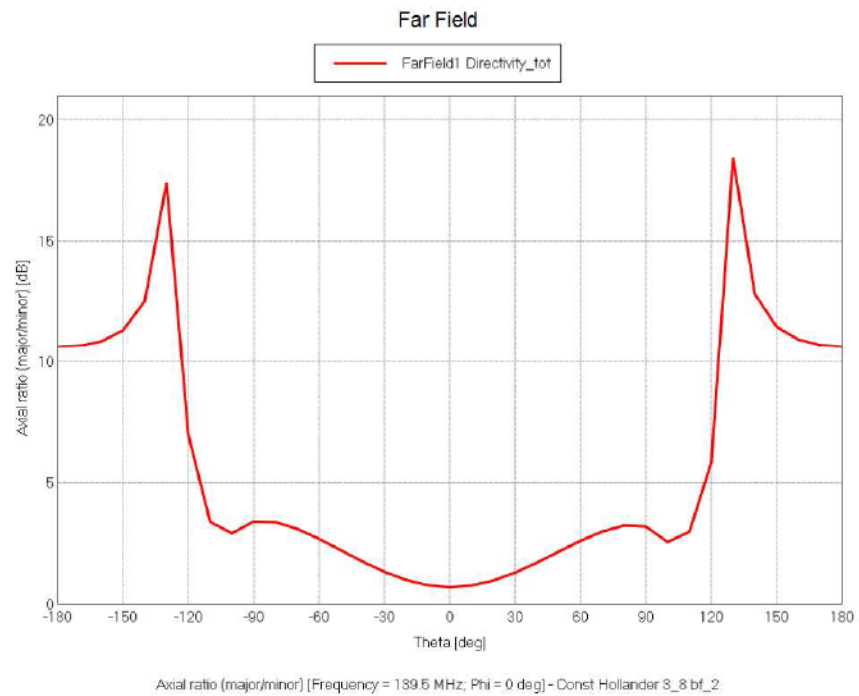


Figura 4.27: Relación Axial expresada en dB en función del ángulo θ .

4.7.2 Construcción de la Antena Hélice Cuadrifilar

Los lazos de la antena se construyeron con tubos de cobre de 3/8 de pulgada (9,5 mm). Para sostener los lazos se utilizó un tubo de PVC de dos pulgadas de diámetro y 2,5 metros de largo. Se realizaron ocho perforaciones en el caño de PVC, cuatro en uno de los extremos y otros cuatro a una distancia determinada por la longitud axial de cada uno de los lazos. Los tubos de cobre que conforman cada lazo se pasaron por las perforaciones realizadas en el del caño de PVC y se le dio forma a la antena como se puede ver en las figuras 4.28 y 4.29. Los terminales de alimentación de los lazos quedaron localizados en la punta del caño, ver figura 4.30. El mismo caño se usó como mástil para instalar la antena. De esta manera se logro una configuración mecánicamente robusta.

Para conectar la antena con el receptor se utilizaron 15 metros de cable *RG58*, de 50 Ω de impedancia característica.

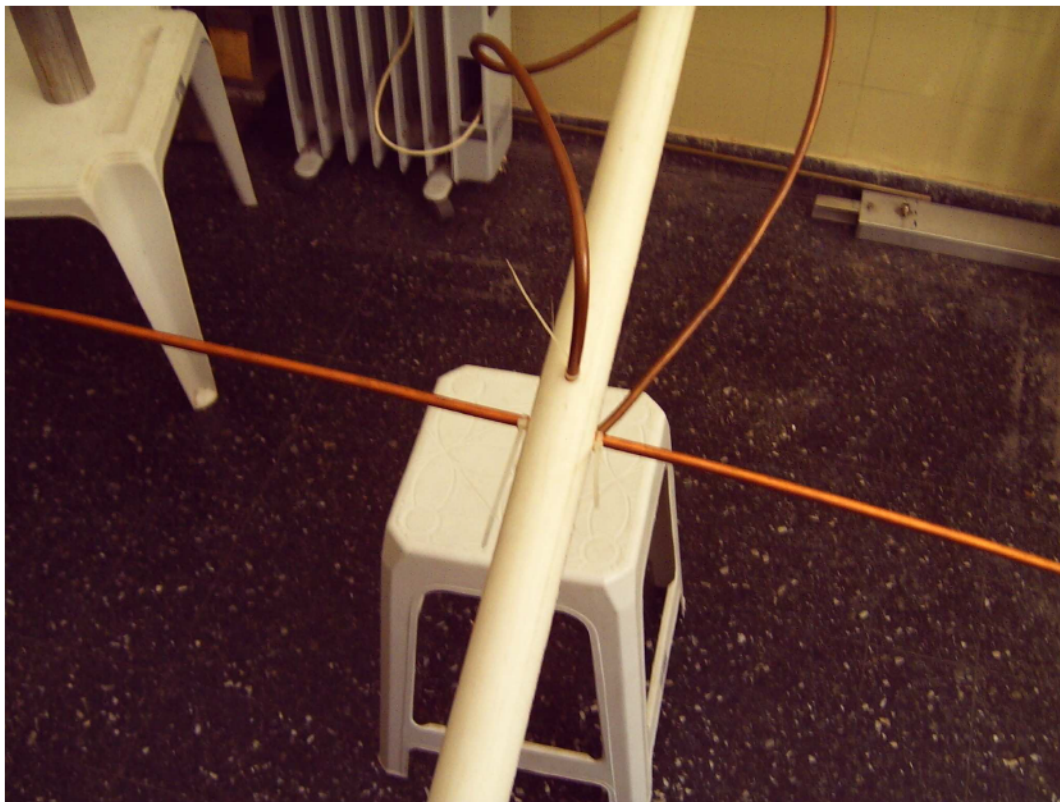


Figura 4.28 Antena *Hélice Cuadrifilar* en etapa de construcción.

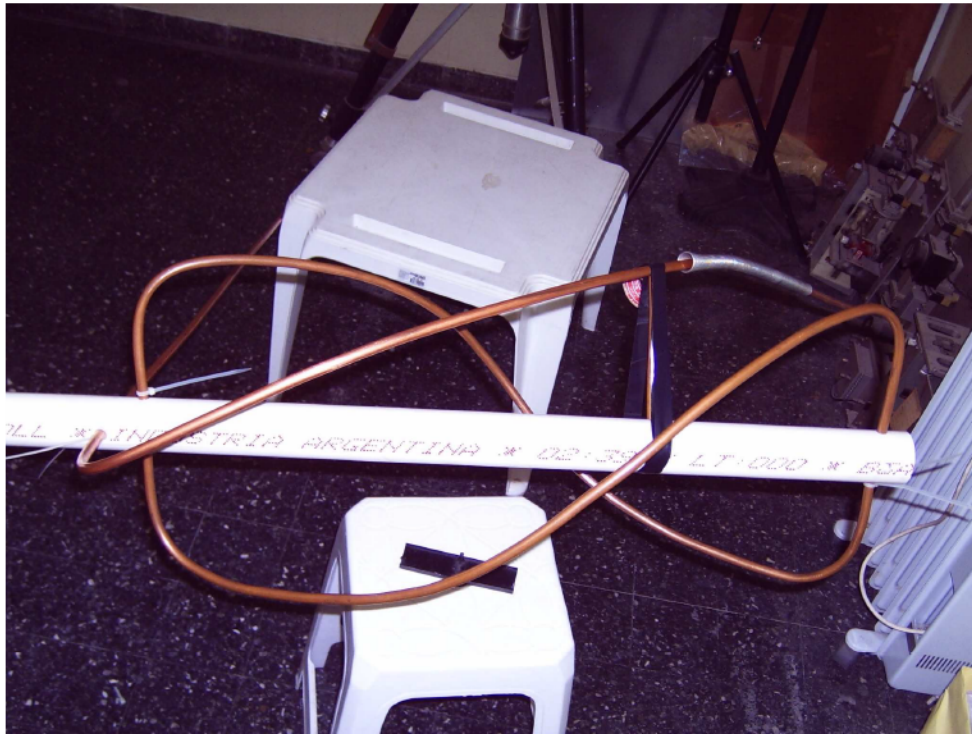


Figura 4.29 Antena *Hélice Cuadrifilar* en etapa de construcción.

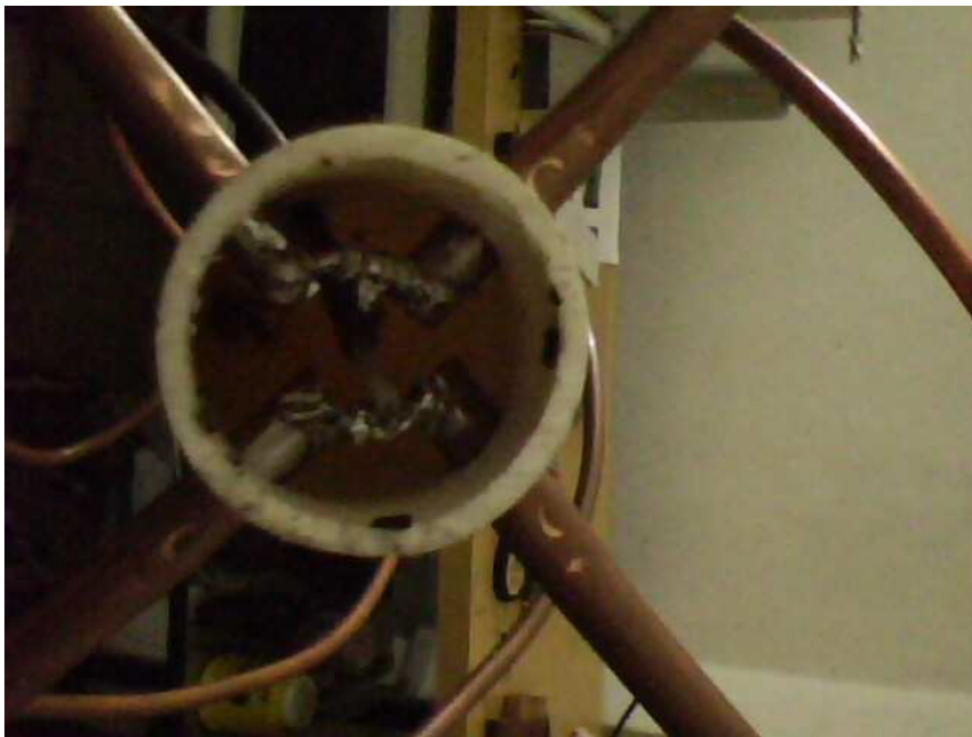


Figura 4.30: Detalle de las conexiones entre los dos lazos que componen la antena y el cable coaxil.

4.7.3 Mediciones de la Antena Hélice Cuadrifilar

Luego de construirse la antena se realizaron medidas de la relación de ondas estacionarias y del diagrama de radiación. Una grafica con el resultado de la medición de la relación de ondas estacionarias se puede ver en la figura 4.31. Se puede observar que la antena quedó sintonizada 2MHz por debajo de la frecuencia de diseño. El pico de mínima *ROE* se presenta en 135,5MHz, con un valor de 1,178. Sin embargo, en el rango de frecuencias de interés (137MHz a 138MHz) la *ROE* se mantiene por debajo de 1,6, lo que indica un correcto funcionamiento de la antena para los valores de frecuencia de trabajo.

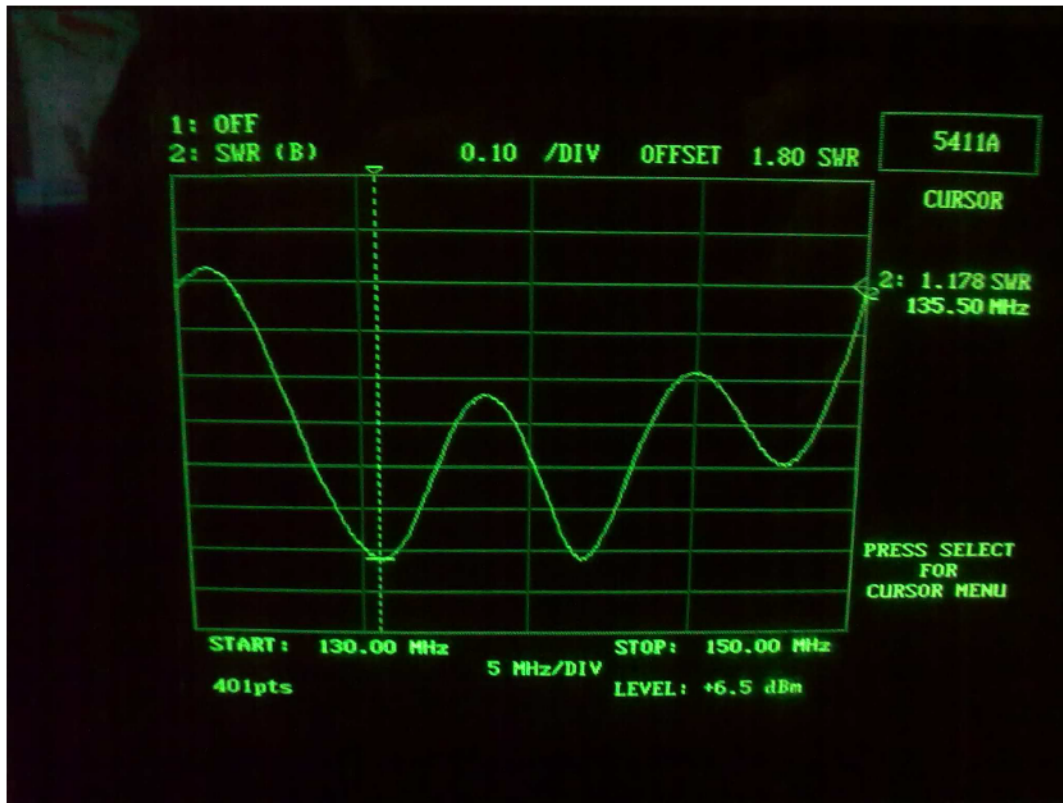


Figura 4.31: Medida de la relación de onda estacionaria de la antena *Hélice Cuadrifilar*.

Para determinar el diagrama de radiación se realizó una medida conocida como *medida de campo lejano*. Para realizar esta medida se sitúa una antena transmisora de características conocidas a una distancia R de la antena que se pretende medir. La antena bajo estudio actúa como receptora. El método consiste en hacer girar horizontalmente a la antena que se pretende medir con respecto a la antena transmisora

y relevar la potencia recibida en función del ángulo rotado por la antena bajo estudio. La distancia de separación entre ambas antenas, R , debe cumplir con la condición de campo lejano que se detalló en la sección 4.3.3.

Para realizar esta medida se montó a la antena *Hélice Cuadrifilar* en un rotador, ubicada en posición horizontal, como se puede ver en la siguiente figura.

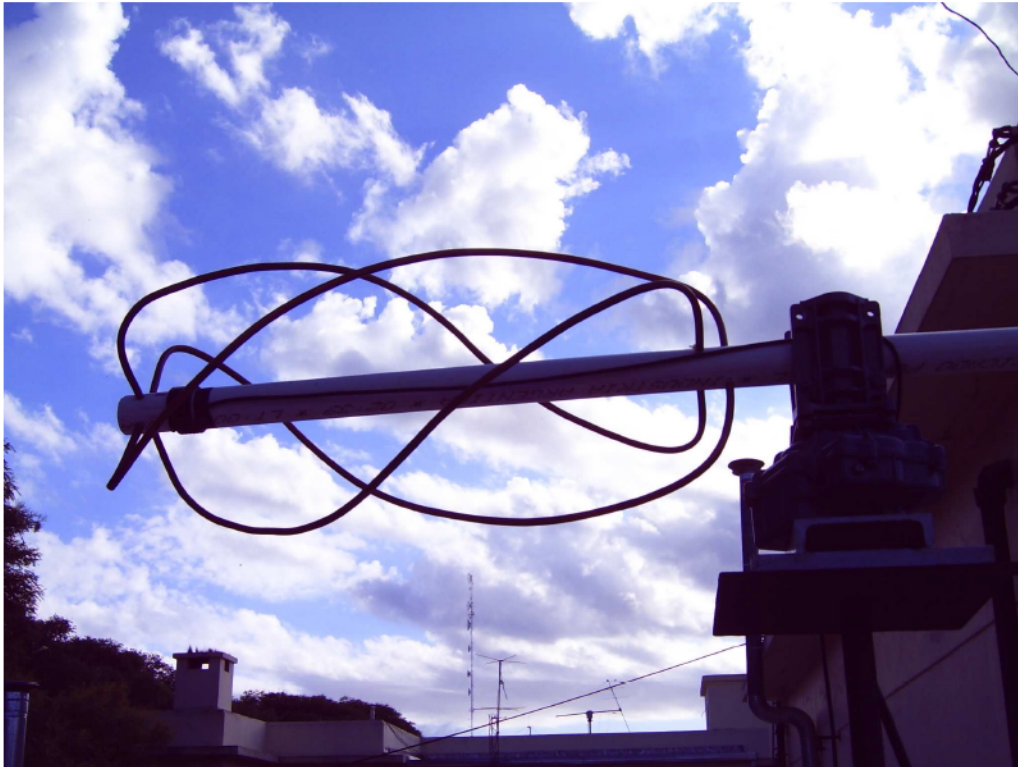


Figura 4.32: Antena *Hélice Cuadrifilar* montada en un rotador para realizar la medida del diagrama de radiación.

Como antena transmisora se utilizó un dipolo de media onda transmitiendo una potencia de 36 dBm, a una frecuencia de 137,5 MHz, ubicado a una distancia de 12 metros de la antena bajo estudio. Ver figura 4.33. El límite del campo lejano para las dimensiones de la antena utilizada y la longitud de onda correspondiente a la frecuencia de medición se encuentra a una distancia de 6,6 metros de la antena transmisora, por lo tanto, se cumple la condición requerida. Para medir la potencia recibida por la antena bajo medida se utilizó un analizador de espectros portátil *SPECTRAN HF4040*, que permite realizar medidas de potencia en un rango de -90 dBm a 0 dBm.

Se realizaron dos medidas. Una con el dipolo transmisor ubicado en forma vertical, como se ve en la figura 4.33, y otra con el dipolo transmisor ubicado en posición horizontal.

Los resultados de las medidas se pueden ver en las figuras 4.35 y 4.36.



Figura 4.33. Disposición de las antenas para realizar la medida del diagrama de radiación.

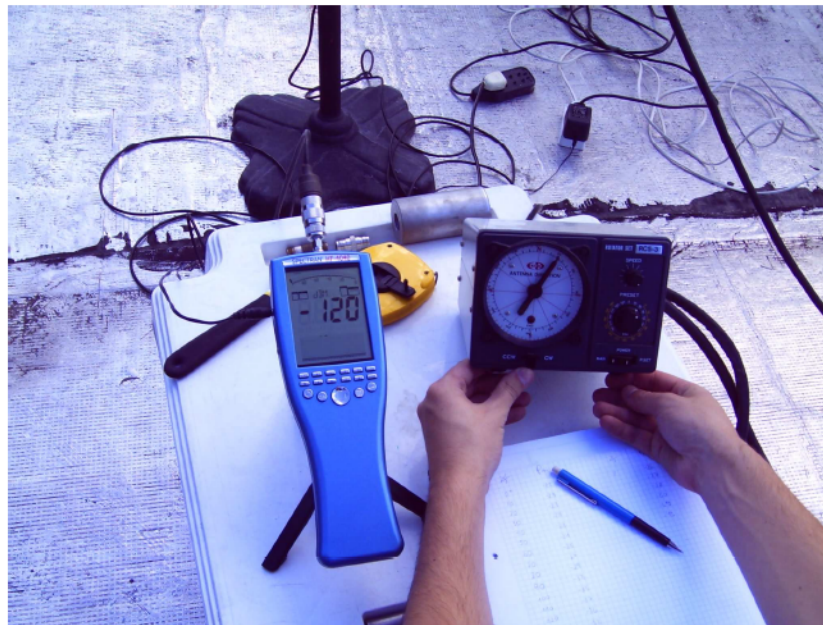


Figura 4.34: Medidor de potencia e indicador del ángulo rotado por la antena bajo medida.

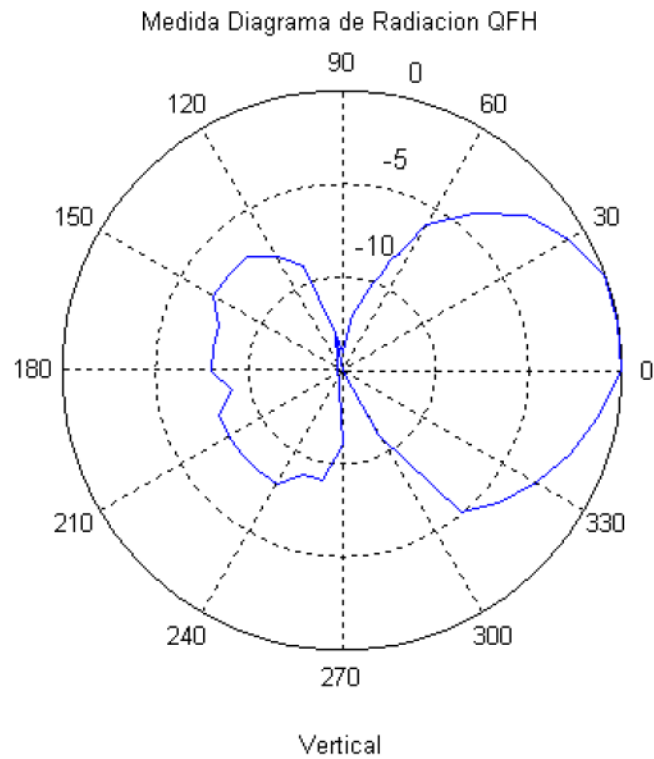


Figura 4.35: Medida vertical del diagrama de radiación de la antena *Hélice Cuadrifilar*.

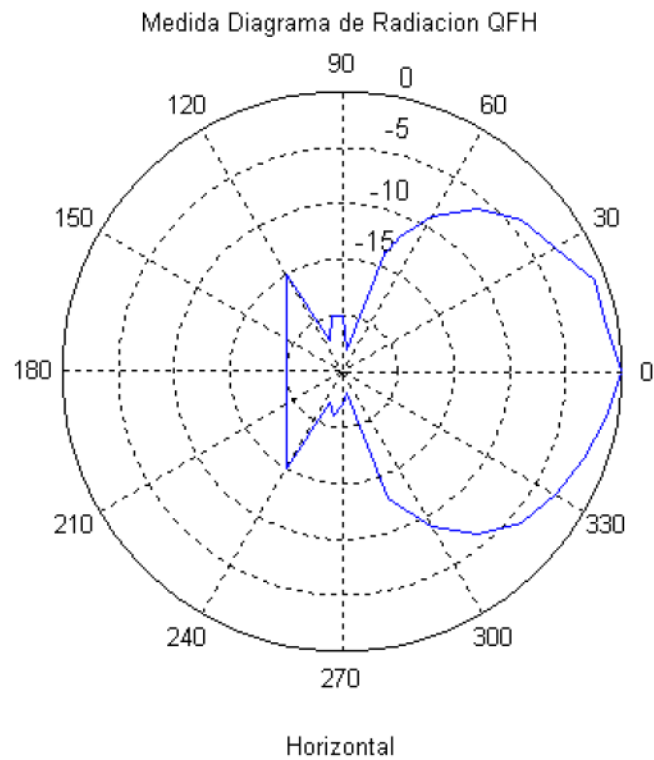


Figura 4.36: Medida Horizontal del diagrama de radiación de la antena *Hélice Cuadrifilar*.

En las figuras anteriores se pueden observar los diagramas de radiación normalizados que resultaron de la mención de campo lejano. Se puede ver que difieren de los diagramas de radiación obtenidos en las simulaciones. Esto probablemente se debe a que dichos diagramas dependen de la frecuencia, y como vimos en la medición de *ROE*, la antena quedó sintonizada 2 MHz por debajo de la frecuencia de trabajo. Para corroborar esto se simuló nuevamente la antena con un desplazamiento de 2 MHz con respecto a la frecuencia de diseño. El diagrama obtenido se muestra en la figura 4.37.

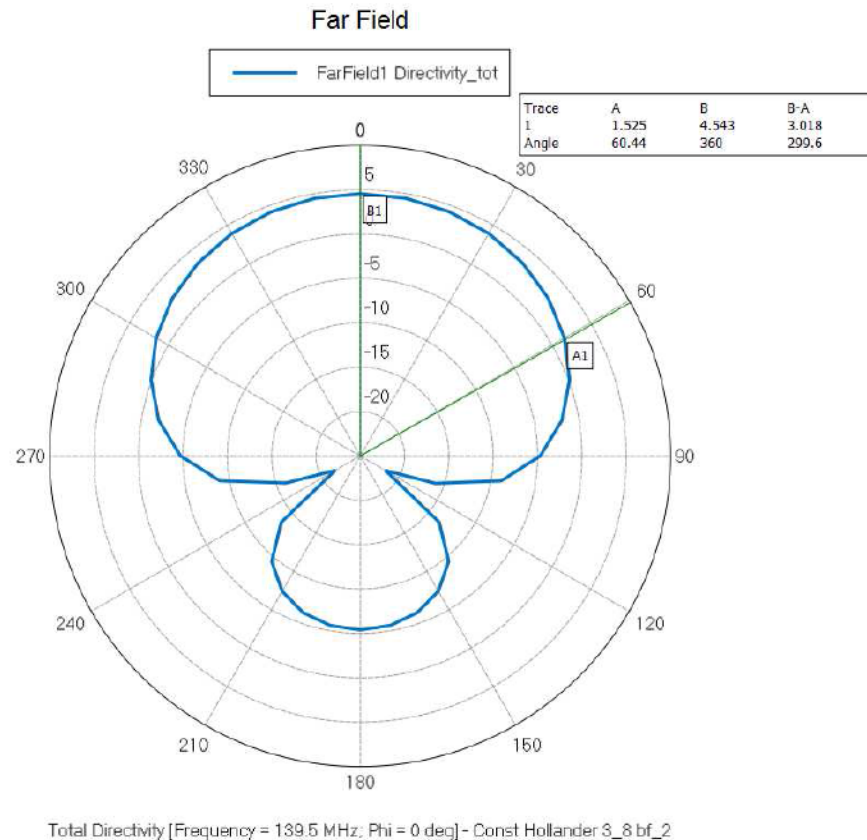


Figura 4.37: Corte vertical del diagrama de radiación de la antena *Hélice Cuadrifilar* para $\phi = 0^\circ$, simulación correspondiente a una frecuencia de 139,5 MHz.

La antena quedó ligeramente fuera de sintonía, lo que provoca la aparición de un lóbulo trasero. Sin embargo este lóbulo no es demasiado significativo ya que tiene una relación de 10 dB con que el lóbulo principal. Las demás características de la antena no ven afectadas significativamente. Finalmente la antena se instaló en el techo del Departamento de Electrotecnia y se comenzaron a recibir imágenes satelitales de muy buena calidad, presentando mejor desempeño que la antena *Turnstile*.

4.8 Referencias

- [1]. Modern Antenna Handbook. Constantine A. Balanis. 2008.
- [2]. Electromagnetismo con Aplicaciones. John D. Kraus – Daniel A. Fleisch. 2000.
- [3]. Microondas y Recepción Satelital. J. A. Bava – A. J. Sanz. 1999.
- [4]. VHF-UHF Manual. D.S. Evans – G.R. Jessop. 1979.
- [5]. Radiation of Turnstile Antennas Above a Conducting Ground Plane. Kirk T. McDonald. Joseph Henry Laboratories, Princeton University, Princeton, NJ. 18 de Septiembre de 2008.
- [6]. Performance Investigations for Typical Mountings of a Crossed Dipole and Quadrifilar Helix. Timothy R. Holzheimer. E – Systems inc., Greenville Texas, IEEE Trans, 1991.
- [7]. Resonant Quadrafilal Helical Antenna. R. W. Holander. Working Group Satellites, Tech Note. 1999.
- [8]. Multi-element, Fractional Turn Helices, C.C.Kilgus, IEEE Trans. AP-16, Jul. 1968, p. 499-500.
- [9]. Resonant Quadrifilar Helix, C.C.Kilgus, IEEE Trans. AP-17, May 1969, p. 349-351.
- [10]. Resonant Quadrifilar Helix Design, C.C.Kilgus, The Microwave Journal, Dec. 1970, p. 49-54.
- [11] The Quadrifilar Helical Antenna, A.T.Adams, R.K.Greenough, R.F.Wallenberg, A.Mendelovicz, C.Lumjiak, IEEE Trans. AP-22, Mar. 1974, p.173-179.
- [12]. An S-band Resonant Quadrifilar Antenna for Satellite Communication, R.W.Bricker, H.H.Rickert, RCA Engineer Vol. 20 No.5, Feb.-Mar. 1975, p. 78-82.
- [13]. Shaped Conical Radiation Pattern Performance of Backfire Quadrifilar Helix Antenna, C.C.Kilgus, IEEE Trans. AP-23, May 1975, p. 392-397.
- [14] Bob Thorp, “The Copper Pipe QFH”, RIG 53, Jun. 1998, p. 68-72.
- [15]. www.feko.info/

Capítulo 5

DISEÑO DEL RECEPTOR

5.1 Introducción

La función del receptor de una estación terrena APT es la de tomar las señales débiles que entrega la antena y procesarlas para rescatar la subportadora de audio que contiene la información de imagen. La señal de audio obtenida debe tener un nivel de potencia adecuado para ingresar en la placa de sonido de una computadora personal. Por lo tanto la primer función del receptor es la de proveer considerable ganancia de potencia. La segunda función es la de procesar la señal recibida, proceso que se conoce con el nombre de *Demodulación* o *Detección*. Además de las funciones mencionadas, el receptor también permite sintonizar un “canal” en particular dentro del rango de frecuencias de entrada, o sea, nos permite sintonizar la frecuencia de un satélite en particular de todos los disponibles.

La manera en la que el receptor realiza estas funciones depende de la arquitectura planteada.

A lo largo del presente capítulo se detalla el diseño del receptor, comenzando con un análisis general del mismo y luego abordando cada etapa en particular.

5.2 Descripción General del Receptor

La arquitectura elegida para el diseño del receptor fue el tipo superheterodino de simple conversión, la cual es la base de casi todos los receptores modernos. En la figura 5.1 se puede ver un diagrama en bloques, donde se detallan las etapas esenciales de un receptor superheterodino de simple conversión de frecuencia modulada [1].

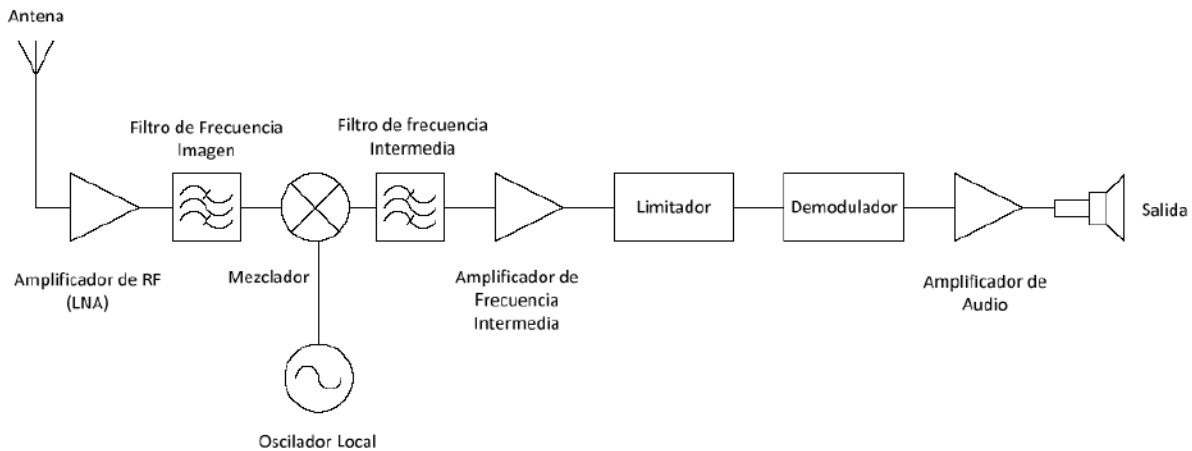


Figura 5.1: Diagrama en bloques de un receptor superheterodino de FM de simple conversión. Se detallan las etapas esenciales del receptor.

El primer elemento en el diagrama de bloques es el amplificador de radio frecuencia de bajo ruido. La función principal de este amplificador es la de elevar el nivel de potencia de la señal proveniente de la antena agregando la menor cantidad de ruido posible. Como se detallará, este amplificador interviene directamente en la determinación de la sensibilidad del receptor.

El filtro que sigue al amplificador de RF es un filtro pasabanda que cumple dos funciones. Actúa como un pre-selector limitando las señales entrantes en el rango de frecuencias que se desean recibir. Por otro lado actúa como un filtro de ruido rechazando una frecuencia específica de radio llamada *frecuencia imagen* (se detallará a lo largo del capítulo). En algunos diseños este filtro se coloca a la entrada del receptor, directamente conectado a la antena. Sin embargo, en los receptores en los cuales la sensibilidad es crítica, no es conveniente usar esta configuración ya que las pérdidas de inserción del filtro degradan directamente la cifra de ruido del receptor.

La salida del filtro es aplicada a una etapa mezcladora, cuya función es la de convertir las señales entrantes en otra señal de frecuencia fija, llamada *frecuencia intermedia (FI)*. A este proceso de conversión se lo denomina *heterodinaje*, de ahí el nombre del receptor. Aunque las frecuencias se trasladan de RF a FI, conservan la información original contenida. La sección mezcladora esta constituida por un oscilador de radio frecuencia, llamado comúnmente oscilador local (OL), y el mezclador propiamente dicho, que es un dispositivo no lineal. El mezclador combina la señal de RF entrante con la generada en el OL, produciendo un número infinito de frecuencias armónicas y de productos cruzados que incluyen las frecuencias de suma y diferencia, entre las frecuencias de la portadora de RF que se desea sintonizar y del OL. Luego el filtro de frecuencia intermedia selecciona una de estas frecuencias (suma o diferencia). Se destaca que la performance del OL es sumamente crítica ya que determina la estabilidad en frecuencia del receptor.

Los bloques de filtro y amplificador de FI determinan el ancho de banda final del receptor y la selectividad de cada canal, ya que el filtro de FI es el filtro más selectivo del receptor. El amplificador de FI es la etapa que concentra la mayor ganancia del sistema.

La etapa siguiente es el limitador, circuito que produce una salida de amplitud constante para todas las señales de entrada por arriba de un nivel mínimo de entrada preestablecido. De esta manera se elimina cualquier resto de modulación en amplitud. Esto es necesario debido a que la mayoría de los demoduladores de FM, además de ser sensibles a las variaciones de frecuencia, también responden a las variaciones de amplitud de la señal de FI.

Si el diseño se realiza con cuidado, de tal manera de no saturar las etapas precedentes al amplificador de FI, no se requiere un control automático de ganancia como en el caso de un receptor de AM.

El demodulador o detector de FM, es, básicamente, un circuito que entrega una tensión proporcional a la diferencia entre una frecuencia de referencia y la frecuencia de una señal de entrada, rescatando de esta manera la señal modulante.

Finalmente el amplificador de audio eleva el nivel de tensión de la señal recuperada por el detector a un nivel adecuado para excitar un parlante, o, en nuestro caso, ingresar en la placa de sonido de una computadora personal.

5.2.1 Planeamiento de Frecuencias del Receptor

La frecuencia y el ancho de banda del primer filtro del receptor, filtro de frecuencia imagen o filtro pre-selector, quedan determinados por el rango de frecuencia que se pretenden sintonizar con el receptor. Como se desean sintonizar señales en el rango de 137MHz a 138 MHz, se estableció que este filtro debe tener una frecuencia central de 137,5MHz y un ancho de banda de 1MHz.

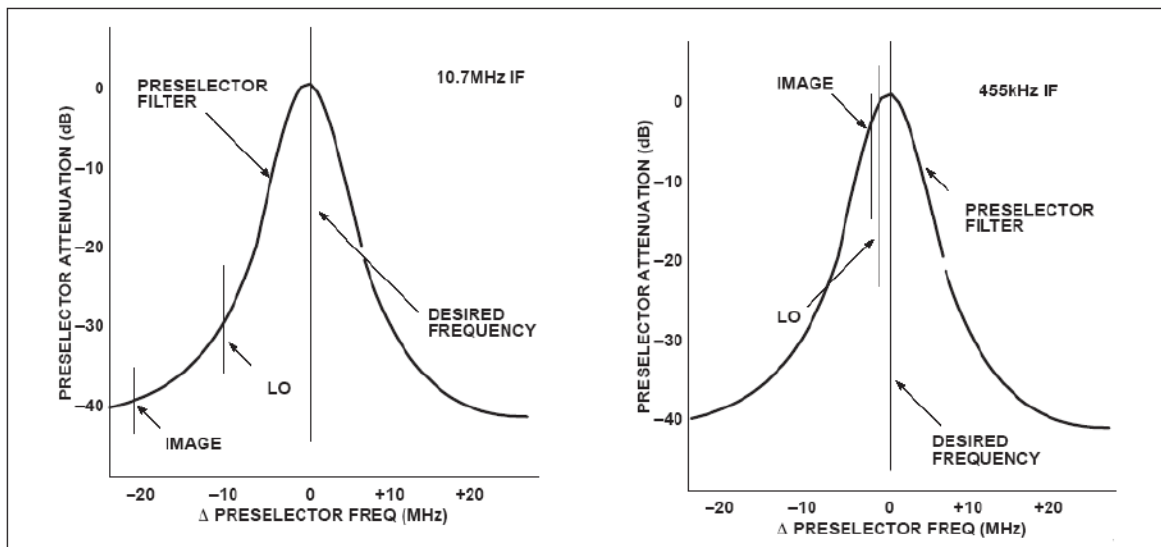


Figura 5.2: Efecto del filtro de preselección en la frecuencia imagen para frecuencias intermedias de 10,7MHz y 455KHz.

La determinación de la frecuencia de trabajo del filtro de frecuencia intermedia requiere un análisis mas profundo. Los valores de FI que tradicionalmente se utilizan en receptores son 10,7MHz y 455 KHz. Para elegir el valor de frecuencia de trabajo de la etapa de FI se consideraron dos cuestiones.

Por un lado se tuvo en cuenta que siempre hay dos valores de frecuencia que se pueden combinar con el oscilador local: la frecuencia que se desea sintonizar, que es la frecuencia central del filtro pre-selector, y la frecuencia imagen. (se analiza en detalle en la sección 5.5). En la figura 5.2 se pueden observar dos curvas correspondientes a filtros de preselección hipotéticos, ambos con anchos de banda de 1MHz. La figura muestra como se separa la frecuencia imagen indeseada con respecto a la frecuencia que se desea sintonizar para valores de FI de 10,7MHz (izquierda) y 455KHz (derecha) [2]. Como vemos, si se elije un valor bajo de FI se torna casi imposible filtrar la frecuencia imagen mientras que para un valor alto de FI se consigue buena atenuación para dicha frecuencia.

La otra consideración fue el ancho de banda de los filtros de FI. Para frecuencias bajas de FI se obtienen anchos de banda más angostos. Los filtros comerciales que se pueden conseguir con frecuencia central de 10,7MHz tiene anchos de banda entre 180KHz y 300KHz. Los filtros con frecuencia central de 455KHz tienen un ancho de banda de 7,5KHz.

Como se verá, para un receptor APT se requiere un ancho de banda de FI entre 48KHz y 80KHz, por lo tanto no se pueden adoptar ninguna de las opciones anteriores.

Afortunadamente, los filtros de FI de las etapas de audio de los receptores de TV y VCR que trabajan con la norma PAL-N tienen un ancho de banda de aproximadamente 100KHz y su frecuencia central es de 4.5MHz, por lo que se adopto este valor para la frecuencia intermedia del receptor. El valor de FI fijado en 4,5MHz resultó una buena relación de compromiso ente los dos valores de FI analizados anteriormente.

Una vez fijado el valor de FI surgen dos posibilidades para el valor del oscilador local. Para obtener el valor de frecuencia intermedia deseado el oscilador local se debe sintonizar por arriba o por de debajo de la señal de RF que se desea sintonizar, en valor igual a $RF \pm FI$.

Cuando la frecuencia de OL se sintoniza por encima de RF tenemos:

- *Inyeccion Lateral Superior:* $f_{ol} = f_{RF} + f_{FI}$

Como las señales a sintonizar se encuentran en un rango entre 137MHz y 138MHz, queda determinado un rango para OL de 141,5MHz a 142,5MHz.

En este caso la frecuencia imagen tendrá un valor entre 146MHz y 147MHz (Banda de radioaficionados).

Cuando la frecuencia de OL se sintoniza por debajo de RF tenemos:

- *Inyeccion Lateral Inferior:* $f_{ol} = f_{RF} - f_{FI}$

En este caso el rango de variación de OL es de 132,5MHz a 133,5MHz y la frecuencia imagen tendrá valores entre 128MHz y 129MHz (Banda Aeronautica).

Finalmente se eligió trabajar con inyección lateral superior.

Antes de abordar el análisis de cada uno de los bloques que componen el receptor, con el fin de realizar el diseño de los mismos, se deben definir y analizar parámetros y características esenciales para llevar a cabo esta tarea.

5.3 Especificaciones de Operación del Receptor

Se pueden utilizar varios factores para clasificar el funcionamiento de un receptor según el servicio que se destina. Las especificaciones comúnmente utilizadas para caracterizar el desempeño de un receptor son las siguientes:

Sensibilidad: Determina la señal mas débil que es capaz de recibir el receptor, con reproducción aceptable de la señal moduladora original. Se define como la potencia mínima de entrada (portadora) que producirá una relación de potencia señal a ruido especificada a la salida de la sección de Frecuencia Intermedia. Se especifica en este punto porque algunos tipos de detectores (especialmente de FM) producen una mejora en la relación de potencia señal a ruido. El valor de sensibilidad que se puede obtener de un sistema a temperatura ambiente esta dado por:

$$S = -174dBm + F + 10 \log B + S / N \quad (5.1)$$

El primer término surge de la expresión de potencia de ruido para un ancho de banda de 1Hz y una temperatura de 290°K. El segundo término es la cifra de ruido y se puede obtener conociendo la *temperatura equivalente de ruido* T_e , ya definida en el capítulo 3:

$$F(dB) = 10 \log \left(1 + \frac{T_e}{T_o} \right) = NF \quad (5.2)$$

Donde T_o es 290°K. El término $10 \log B$ representa el cambio en la potencia de ruido debido al ancho de banda considerado, siendo B expresado en Hz. El termino S/N expresa la relación señal a ruido deseada en dB. Esta relación puede representar un nivel de señal mínima detectable o bien, un nivel tal que permita que la señal modulante sea reproducida con un determinado nivel de fidelidad.

Se define la *mínima señal detectable (MDS)* como la sensibilidad para la cual $S/N=0$, significando de esta manera que los niveles de potencia de señal y de ruido a la salida son iguales:

$$MDS = -174dBm + F + 10 \log B \quad (5.3)$$

Selectividad: Es una medida de la capacidad del receptor para sintonizar el canal deseado y discriminar señales no deseadas. Se determina por la respuesta en frecuencia de los circuitos que anteceden al detector. La selectividad se determina principalmente por los filtros en la sección de Frecuencia Intermedia.

Rechazo de Imagen: Expresada en dB, el rechazo de imagen es la razón de entrada de frecuencia imagen a la entrada de portadora deseada que produce salidas iguales provenientes de la etapa mezcladora.

Rechazo de Frecuencia Intermedia: La razón de rechazo de Frecuencia Intermedia es la razón de entrada de frecuencia intermedia y la frecuencia deseada de portadora que producen salidas iguales procedentes del mezclador expresa en dB.

Fidelidad: La fidelidad es la medida de la habilidad de un receptor para producir, en la salida, una replica exacta de la información de la fuente original. Cualquier variación en la frecuencia, fase o amplitud que presente la forma de onda demodulada con respecto a la señal modulante original se considera como *distorsión*. La fidelidad es una función de del ancho de banda del amplificador de audio, de la respuesta en frecuencia de la sección de Frecuencia Intermedia y del filtrado posterior a la detección.

Una vez definidos estos parámetros se pasa al diseño de cada uno de los bloques que componen el receptor.

5.4 Amplificador de RF de Bajo Ruido (LNA)

El amplificador de RF de bajo ruido o *LNA (Low Noise Amplifier)* esta situado en la entrada del receptor y tiene como función realizar la primer amplificación de las débiles señales provenientes de la antena.

Los parámetros mas importantes que determinan la performance de un *LNA* son la *ganancia de potencia* y la *cifra de ruido (Noise Figure)*.

Un amplificador perfecto amplifica tanto la señal como el ruido de entrada, pero un amplificador real, agrega ruido y degrada la relación señal ruido. H Friis definió el factor de ruido F de un circuito como la relación entre, la relación señal a ruido a la entrada y la relación señal a ruido a la salida. Entonces la F de un circuito es la degradación en la relación señal a ruido cuando una señal pasa por un circuito. El factor de ruido de un sistema de varias etapas en cascada está dada por [3], [4]:

$$F = F_1 + \frac{(F_2 - 1)}{G_1} + \frac{(F_3 - 1)}{G_1 \times G_2} + \dots + \frac{(F_n - 1)}{G_1 \times G_2 \times \dots \times G_n} \quad (5.4)$$

Donde F_i , G_i , $i=1,2,\dots,n$ son el *factor de ruido* y la *ganancia de potencia* de cada etapa, respectivamente.

La *cifra de ruido (Noise Figure)* no es más que F expresado en dB:

$$NF = 10 \times \log(F) [dB] \quad (5.5)$$

La ecuación 5.4 muestra que si el primer amplificador aporta bajo ruido y posee alta ganancia, la cifra de ruido total del receptor depende solamente de la primera etapa.

Como se analizo en el capítulo 3, la sensibilidad del receptor está influida directamente por la *cifra de ruido* total del sistema. Por lo tanto, es esencial que el amplificador de entrada se diseñe para obtener una *cifra de ruido* tan baja como sea

posible, con la mayor ganancia que se pueda lograr. De esta manera se consigue amplificar las señales de entrada agregando la mínima cantidad de ruido posible.

Otros parámetros importantes a la hora de realizar el diseño de un *LNA* son el *punto de compresión de un dB* (P_{1dB}), el *punto de intercepción de tercer orden* (IP_3) y el *rango dinámico*.

Cuando la amplitud de la señal aplicada en la entrada del amplificador es incrementada, se alcanza un punto en el que se comienza a comprimir la salida. A partir de este punto el amplificador entra en la zona de saturación y se producen componentes armónicos en la señal de salida. Este fenómeno es debido a la operación no lineal del dispositivo y se ilustra en la siguiente figura.

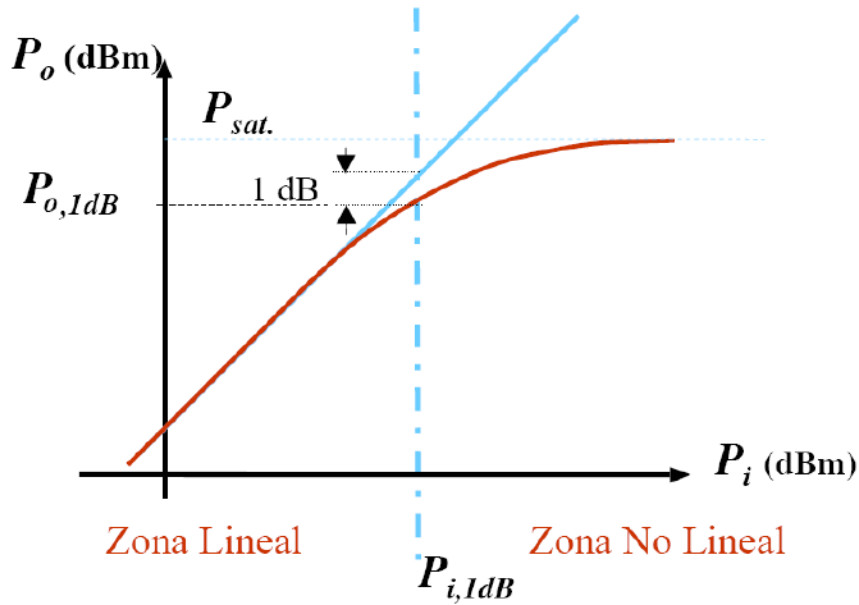


Figura 5.3 Punto de compresión de 1dB.

El *punto de compresión de 1dB de salida*, mostrado en la figura como $P_{o,1dB}$, es definido como el nivel de potencia de salida en donde la no linealidad del amplificador reduce la ganancia de potencia en 1dB. El *punto de compresión de 1dB de salida* indica la máxima potencia de salida que se puede obtener del amplificador cuando este opera en la zona lineal.

$$P_{o,1dB} = P_{in,1dB} + G - 1dB \quad (5.6)$$

Otro parámetro importante que suministran los fabricantes de dispositivos como figura de merito es el *punto de intercepción de tercer orden* (IP_3). Además de generar

armónicos, las no linealidades en el dispositivo amplificador generan *productos de intermodulación*. Estos productos son el resultado de la mezcla de dos o mas señales de entrada de diferentes frecuencias (se discutirán en mayor detalle al tratar el mezclador, en la sección 5.6).

El *punto de intercepción de tercer orden de salida*, mostrado en la figura 5.4 como IP_{3o} , es definido como el nivel de potencia de salida hipotético para el cual la componente de tercer orden (I_3) alcanza el mismo nivel de potencia que la componente fundamental. Este punto es inaccesible debido a que antes de ser alcanzado, el dispositivo comienza a comprimir la potencia de las señales de salida. El análisis se realiza para la componente de intermodulación de tercer orden ya que es la mas difícil de filtrar. Este parámetro indica el grado de linealidad del amplificador.

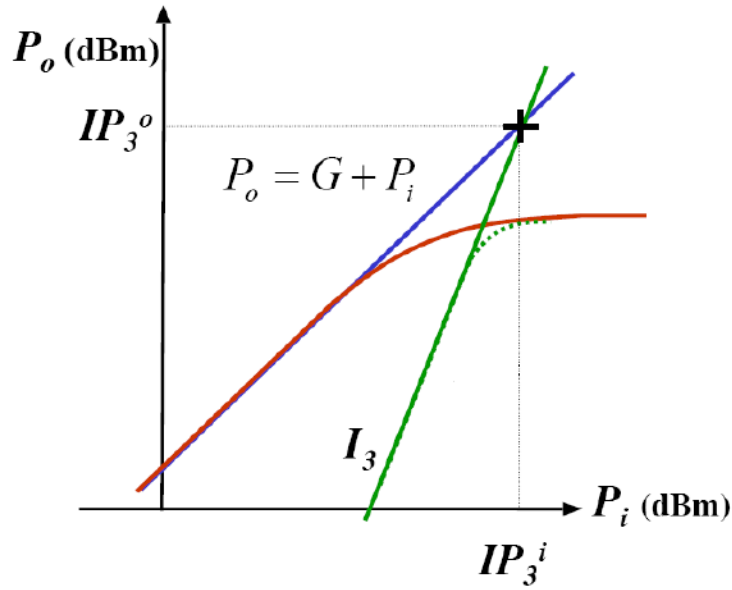


Figura 5.4 Punto de intersección de tercer orden.

Se puede demostrar que la potencia del *punto de intercepción de tercer orden* está aproximadamente 10dB por encima del *punto de compresión de 1dB* [3].

Finalmente se define el *rango dinámico* como la región de operación lineal del amplificador, en la cual este presenta ganancia de potencia constante y esta limitado por la *mínima señal detectable (MDS)* definida anteriormente y el *punto de compresión de 1dB de salida*. Se define el *Rango Dinámico de Bloqueo* como:

$$RD_{\text{Bloqueo}} = Po_{1\text{dB}} - MDS \quad (5.7)$$

En resumen al abordar el diseño del *LNA* se trabajará buscando lograr:

- *Baja Cifra de Ruido (NF)*
- *Alta Ganancia de Potencia (G)*
- *Altos puntos de Compresión (PO_{1dB}) e Intercepción (IP_{30})*
- *Gran Rango Dinámico (RD).*

5.4.1 Diseño con Parámetros de Dispersión (*Scattering Parameters*)

Para caracterizar el comportamiento de una red de dos puertos (por ejemplo un transistor), se deben poder realizar mediciones de las funciones de transferencia entre los puertos e impedancia de los mismos. A bajas frecuencias los parámetros z , y , h o $ABCD$ son ejemplos de funciones utilizadas para describir el comportamiento de la red de dos puertos, sin embargo, en altas frecuencias estos parámetros son muy difíciles (si no imposible) de medir. El motivo de esta dificultad es que los parámetros mencionados se obtienen realizando mediciones con los puertos de la red en cortocircuito o circuito abierto, condiciones difíciles de lograr en altas frecuencias ya que una red activa de dos puertos puede oscilar bajo estas condiciones.

Para realizar una representación adecuada en altas frecuencias surgieron los *Parámetros de Dispersión o Scattering Parameters*, también conocidos como parámetros S . Estos parámetros describen la dispersión que sufren las ondas incidentes en los puertos de la red, tanto en forma directa como reflejada, o sea que definen a la red en términos de ondas incidentes y reflejadas en lugar de tensiones y corrientes, caracterizando completamente su comportamiento en altas frecuencias. Además tienen la ventaja de que son muy fáciles de medir.

Definición de los parámetros S

Consideremos un cuadripolo insertado en una línea de transmisión con impedancia característica Z_0 . Si la entrada y la salida están desadaptadas, según la teoría de líneas de transmisión [3], [4], [5], [6], se producirá una onda incidente y otra reflejada tanto en la entrada como en la salida.

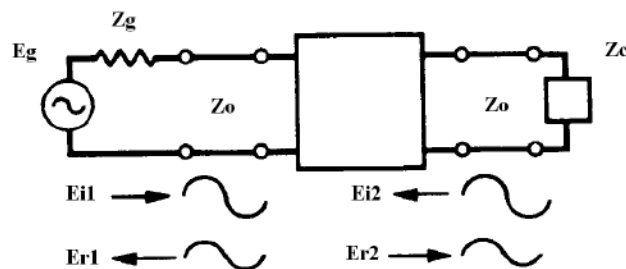


Figura 5.5: Cuadripolo insertado en una línea de transmisión con representación de las ondas incidente y reflejada de entrada y salida.

Donde:

Ei1= amplitud de la onda incidente en la entrada.

Er1= amplitud de la onda reflejada en la entrada.

Ei2= amplitud de la onda incidente en la salida.

Er2= amplitud de la onda reflejada en la salida.

La tensión y la corriente a lo largo de una línea de transmisión pueden expresarse como un par de ondas que viajan en direcciones opuestas de la siguiente manera:

$$V(x) = Ae^{-\gamma x} + Be^{\gamma x} \quad (5.8)$$

$$I(x) = \frac{A}{Z_0} e^{-\gamma x} - \frac{B}{Z_0} e^{\gamma x} \quad (5.9)$$

Siendo A y B constantes complejas y γ es la constante de propagación compleja, dada por:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (5.10)$$

En esta ecuación α es la constante de atenuación y β es la constante de propagación. Los parámetros R , G , L y C son la resistencia, la conductancia, la inductancia y la capacitancia por unidad de longitud de la línea de transmisión, respectivamente. Estos últimos parámetros definen a Z_0 :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (5.11)$$

Relacionando las ondas incidentes y reflejadas en el cuadripolo con las ondas incidentes y reflejadas en la línea tenemos:

$$Ei = Ae^{-\gamma x} \quad (5.12)$$

$$Er = Be^{\gamma x} \quad (5.13)$$

luego:

$$V(x) = Ei + Er \quad (5.14)$$

$$I(x) = \frac{Ei}{Z_0} - \frac{Er}{Z_0} \quad (5.15)$$

El coeficiente de reflexión esta definido por:

$$\Gamma = \frac{E_i}{E_r} \quad (5.16)$$

La potencia neta incidente en un puerto del cuadripolo es la potencia incidente menos la potencia reflejada:

$$P = \frac{|E_i|^2 - |E_r|^2}{Z_o} \quad (5.17)$$

Normalizando con respecto a Z_o se definen:

$$a_1 = \frac{E_{i1}}{\sqrt{Z_o}} \quad (5.18)$$

$$a_2 = \frac{E_{i2}}{\sqrt{Z_o}} \quad (5.20)$$

$$b_1 = \frac{E_{r1}}{\sqrt{Z_o}} \quad (5.19)$$

$$b_2 = \frac{E_{r2}}{\sqrt{Z_o}} \quad (5.21)$$

luego, la potencia neta incidente en un puerto del cuadripolo se puede expresar como:

$$P = |a|^2 - |b|^2 \quad (5.22)$$

Resultando que las potencias incidentes y reflejadas en cada puerto están dadas por:

$$P_i = |a|^2 \quad (5.23)$$

$$P_r = |b|^2 \quad (5.24)$$

Utilizando el coeficiente de reflexión se puede expresar:

$$b = \Gamma \times a \quad (5.25)$$

generalizando esta ecuación y aplicándola al cuadripolo:

$$b_1 = S_{11} \times a_1 + S_{12} \times a_2 \quad (5.26)$$

$$b_2 = S_{21} \times a_1 + S_{22} \times a_2 \quad (5.27)$$

donde estamos expresando la relación entre ondas reflejadas e incidentes en cada puerto del cuadripolo por medio de los *parámetros S*:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2 = 0} \quad \text{coeficiente de reflexión a la entrada con la salida adaptada .}$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1 = 0} \quad \text{coeficiente de reflexión a la salida con la entrada adaptada.}$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2 = 0} \quad \text{coeficiente de transmisión directo con la salida adaptada.}$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1 = 0} \quad \text{coeficiente de transmisión inverso con la entrada adaptada.}$$

Estas expresiones demuestran la facilidad de la determinación de estos parámetros en altas frecuencias frente a otros parámetros, ya que para realizar la medición de los mismos se usan adaptaciones.

Diseño de Amplificadores con Parámetros S

En el diseño de amplificadores en altas frecuencias, el elemento activo (transistor, FET, etc.) está representado por una red de dos puertos la cual se especifica mediante los parámetros *S* correspondientes. Para lograr un funcionamiento correcto como amplificador, este elemento activo debe ser adaptado convenientemente al generador y a la carga. Distintas redes de adaptación se pueden implementar para cumplir esta condición, sin embargo debe tenerse en cuenta que la impedancia de entrada puede ser adaptada solamente para una condición dada de salida y viceversa.

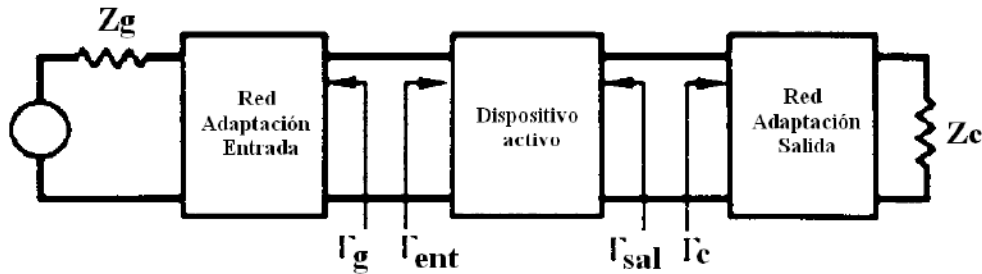


Figura 5.6: Adaptación simultánea de entrada y salida.

Observando la figura 5.6 definimos:

Γ_g = Coeficiente de reflexión visto hacia la red adaptadora de entrada.

Γ_c = Coeficiente de reflexión visto hacia la red adaptadora de salida.

Γ_{ent} = Coeficiente de reflexión de entrada del cuadripolo que representa al dispositivo activo, cuando la salida se encuentra conectada a una carga que genera un un coeficiente de reflexión Γ_c .

Γ_{sal} = Coeficiente de reflexión de salida del cuadripolo que representa al dispositivo activo, cuando la entrada se encuentra conectada a una fuente que genera un un coeficiente de reflexión Γ_g .

Se puede demostrar que:

$$\Gamma_{ent} = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \frac{S_{12} \times S_{21} \times \Gamma_c}{1 - S_{22} \times \Gamma_c} \quad (5.28)$$

$$\Gamma_{sal} = \frac{b_2}{a_2} = S_{11} + \frac{S_{12} \times S_{21} \times \Gamma_g}{1 - S_{11} \times \Gamma_g} \quad (5.29)$$

De acuerdo a los coeficientes de reflexión y las redes adaptadoras seleccionadas se diferencias tres diseños básicos del amplificador: *Bajo Ruido*, *Máxima Ganancia* y *Alta potencia*. En este trabajo el interés se centra en los dos primeros. El diseño de bajo ruido permitirá obtener primeras etapas que introduzcan poco ruido en el sistema. En las segundas etapas, el diseño de máxima ganancia, permitirá darle nivel a la señal recibida y desafectar al sistema del ruido que pueden introducir etapas siguientes.

Diseño de Máxima Ganancia

Las condiciones requeridas para obtener máxima ganancia de potencia son:

$$\Gamma_{ent} = \Gamma_g^* \quad (5.30)$$

$$\Gamma_{sal} = \Gamma_c^* \quad (5.31)$$

Distintas redes de adaptación se pueden implementar para cumplir esta condición, pero debe tenerse en cuenta, que la impedancia de entrada puede ser adaptada solamente para una condición dada de salida, y viceversa. En base a esta consideración se puede plantear:

$$\Gamma_g^* = S_{11} + \frac{S_{12} \times S_{21} \times \Gamma_c}{1 - S_{22} \times \Gamma_c} \quad (5.32)$$

$$\Gamma_c^* = S_{11} + \frac{S_{12} \times S_{21} \times \Gamma_g}{1 - S_{11} \times \Gamma_g} \quad (5.33)$$

Para lograr adaptación simultanea en la entrada y la salida, estas ecuaciones deben satisfacerse al mismo tiempo. Esto produce que los coeficientes de reflexión de generador y carga resulten:

$$\Gamma_{gm} = \frac{B1 \pm \sqrt{B1^2 - 4|C1|^2}}{2C1} \quad (5.34)$$

$$\Gamma_{cm} = \frac{B2 \pm \sqrt{B2^2 - 4|C2|^2}}{2C2} \quad (5.35)$$

donde:

$$\begin{aligned} B1 &= 1 + |S11|^2 - |S22|^2 - |\Delta|^2 \\ B2 &= 1 + |S22|^2 - |S11|^2 - |\Delta|^2 \\ C1 &= S11 - \Delta S22^* \\ C2 &= S22 - \Delta S11^* \\ \Delta &= S11 S22 - S12 S21 \end{aligned}$$

El signo negativo se usa cuando B1 o B2 son mayores que cero y el signo positivo se usa en caso contrario.

La adaptación simultanea de la red de dos puertos es posible si esta es incondicionalmente estable, pero no en el caso contrario. La estabilidad de la red se analizará mas adelante en este informe.

La máxima ganancia de potencia que se obtiene en estas condiciones se denomina *Ganancia de Potencia del Transductor Máxima*, siendo:

$$G_T = \frac{\text{Potencia entregada a la carga}}{\text{Potencia disponible de la fuente}} \quad (5.36)$$

$$G_T = \frac{(1 - |\Gamma_g|^2) \times |S21|^2 \times (1 - |\Gamma_c|^2)}{|(1 - S11 \times \Gamma_g) \times (1 - S22 \times \Gamma_c) - S12 \times S21 \times \Gamma_g \times \Gamma_c|^2} \quad (5.37)$$

$G_{T,Max}$ se obtiene con $\Gamma_g = \Gamma_{gm}$ y $\Gamma_c = \Gamma_{cm}$.

Diseño de Bajo Ruido

La cifra de ruido F de un cuadripolo depende de la estructura interna del mismo y de la impedancia del generador, y se puede expresar de la siguiente manera:

$$F = F_{\min} + \frac{4rn \times |\Gamma_g - \Gamma_{opt}|^2}{(1 - |\Gamma_g|^2) \times |1 + \Gamma_{opt}|^2} \quad (5.38)$$

Los términos F_{\min} , rn y Γ_{opt} son conocidos como *Parámetros de Ruido* de un determinado transistor, estos generalmente son dados por el fabricante del dispositivo y son determinados experimentalmente.

El parámetro F_{\min} se conoce como *Cifra de Ruido Mínima*, representa la mínima cifra de ruido que se puede lograr con el dispositivo y se mide cuando $\Gamma_g = \Gamma_{opt}$. El parámetro rn es llamado *Resistencia de Ruido*, y se mide cuando $\Gamma_g = 0$.

Por ultimo, Γ_{opt} se conoce como *Coefficiente de Reflexión de Entrada para Mínimo Ruido*, y difiere del coeficiente de reflexión de entrada para lograr máxima ganancia.

El procedimiento de diseño de para obtener $F = F_{\min}$ es sencillo, una vez conocido el coeficiente de reflexión de entrada para obtener mínimo ruido Γ_{opt} , con la expresión (5.33) se determina el coeficiente de reflexión de carga para esta condición de entrada.

La ganancia de potencia en este caso puede calcularse utilizando la expresión de G_T para $\Gamma_g = \Gamma_{opt}$ y Γ_c calculado.

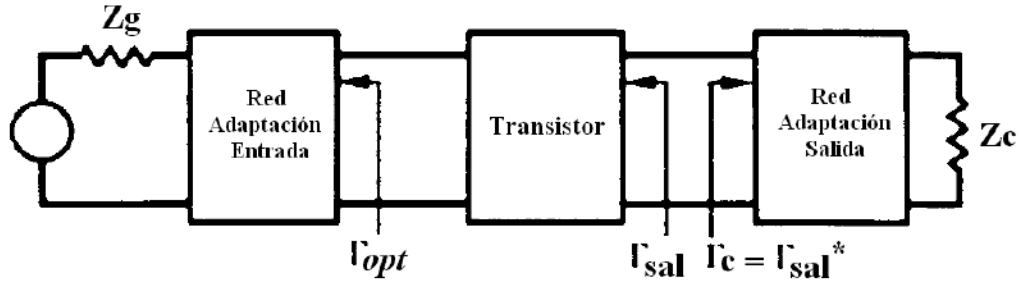


Figura 5.7: Transistor adaptado a la mínima cifra de ruido.

Círculos de Ganancia y Cifra de Ruido Constante

La ecuación (5.38) puede ser usada para diseñar Γ_g para una dada cifra de ruido F_i . Para ello se define el *Parámetro de Cifra de Ruido* N_i como:

$$N_i = \frac{|\Gamma_g - \Gamma_{opt}|^2}{(1 - |\Gamma_g|^2)} = \frac{F_i - F_{\min}}{4r_n} \times |1 + \Gamma_{opt}|^2 \quad (5.39)$$

Esta ecuación puede ser reescrita como:

$$\left| \Gamma_g - \frac{\Gamma_{opt}}{1 + N_i} \right|^2 = \frac{N_i^2 + N_i \times (1 - |\Gamma_{opt}|^2)}{(1 + N_i)^2} \quad (5.40)$$

Luego, esta ecuación define en el plano Γ_g (Carta de Smith) una familia de círculos con N_i como parámetro. El centro de los círculos se ubica en:

$$C_{F_i} = \frac{\Gamma_{opt}}{1 + N_i} \quad (5.41)$$

y el radio se determina con:

$$R_{F_i} = \frac{1}{1 + N_i} \times \sqrt{N_i^2 + N_i(1 - |\Gamma_{opt}|^2)} \quad (5.42)$$

Observando estas ecuaciones podemos ver que cuando $N_i=0$ tenemos que $F_i=F_{\min}$, el centro del círculo correspondiente está en Γ_{opt} y su radio es igual a cero. Los centros de los restantes círculos de cifra de ruido constantes se localizan a lo largo del vector Γ_{opt} .

Resulta entonces que para una cifra de ruido F_i determinada, calculamos el valor de N_i , luego calculamos los valores del centro C_{F_i} y radio R_{F_i} y tenemos determinado el círculo que corresponde a esa cifra de ruido.

Análogamente se puede definir una familia de círculos de ganancia constante en el plano Γ_g (Carta de Smith), trabajando con la expresión (5.37), [3], [4], [5], [6].

Fijando el valor de ganancia en G_c , se obtiene una circunferencia en plano Γ_g con centro en:

$$C_{G_c} = \frac{G_c \times S_{22}^*}{1 + G_c |S_{22}|^2} \quad (5.43)$$

y con radio:

$$R_{Gc} = \frac{1 - (1 - |S22|^2) \times Gc}{1 + Gc|S22|^2} \quad (5.44)$$

El procedimiento de diseño para obtener cifra de ruido y ganancia dadas consiste en ubicar en el plano Γ_g , utilizando la carta de Smith, la intersección de los círculos de cifra de ruido y ganancia buscados. Lugo con el valor de Γ_g obtenido se determina el coeficiente de reflexión de carga para esta condición de entrada, usando la expresión (5.33).

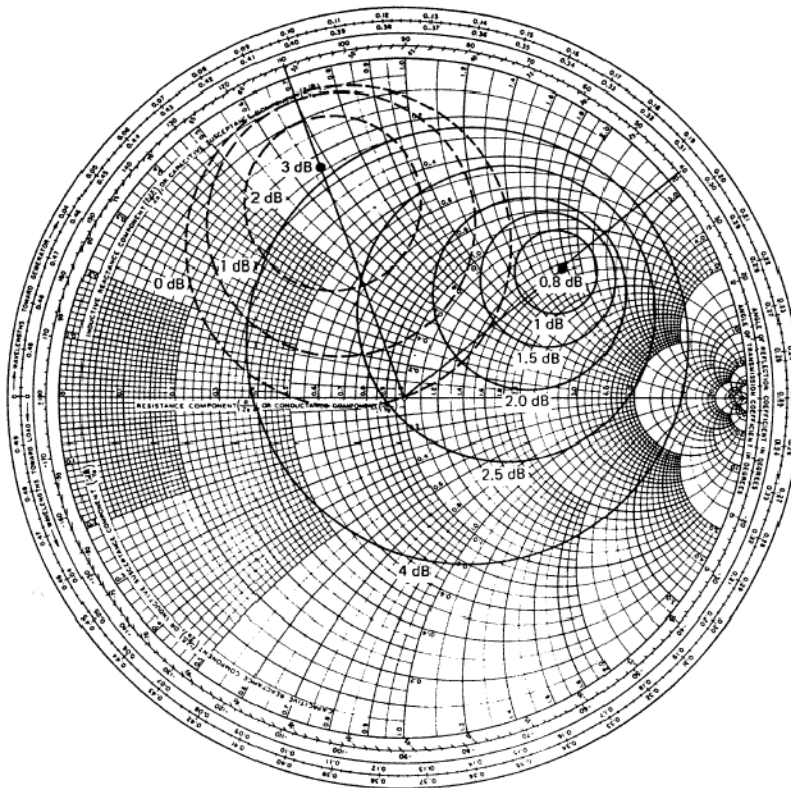


Figura 5.8: Círculos de Ganancia y Cifra de Ruido Constante

Consideraciones de Estabilidad

Al abordar el diseño de un amplificador es sumamente importante analizar la estabilidad del dispositivo elegido, de otro modo el amplificador podría transformarse en un oscilador.

En un cuadripolo, las oscilaciones son posibles cuando las puertas de entrada y de salida presentan una impedancia con parte real negativa, esto ocurre cuando:

$$|\Gamma_{ent}| > 1 \quad \text{o} \quad |\Gamma_{sal}| > 1$$

El módulo del coeficiente de reflexión asociado a una resistencia negativa es mayor que la unidad. Esto significa que la potencia reflejada por la carga es mayor que la unidad, o sea que entrega potencia al circuito.

La impedancia de entrada de un transistor depende de la carga de salida, y puede ocurrir que cierta carga refleje una resistencia negativa a la entrada, dando lugar a la oscilación. La impedancia del generador puede influir en forma similar en la salida.

Se plantean entonces dos casos de estabilidad:

- *Condionalmente Estable o Potencialmente Inestable*: es el caso en el cual la parte real de la impedancia de entrada o de salida del cuadripolo es positiva para algunas resistencias de carga o generador positivas a una frecuencia especificada.
- *Incondicionalmente Estable*: en este caso la parte real de la impedancia de entrada o de salida del cuadripolo es positiva para cualquier condición de carga de entrada o salida positiva, a una frecuencia especificada.

Es importante destacar que las dos condiciones son aplicables solamente a una frecuencia especificada.

Para realizar el análisis de estabilidad se utiliza el factor de estabilidad de Rollett K (J. M. Rollett 1962), que plantea las condiciones necesarias y suficientes para que una red de dos puertas sea incondicionalmente estable:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 \times |S_{12} \times S_{21}|} > 1 \quad (5.45)$$

$$|\Delta| = |S_{11} \times S_{22} - S_{12} \times S_{21}| < 1 \quad (5.46)$$

Si $K > 1$, el dispositivo es incondicionalmente estable e para cualquier combinación de impedancias de fuente y de carga.

Si $K < 1$ es potencialmente inestable y oscilará para algunas combinaciones de impedancias de fuente y carga.

Se destaca que estas condiciones de estabilidad dependen de la frecuencia.

Para el caso en que $K < 1$ (red potencialmente inestable) es muy importante seleccionar las impedancias de entrada y salida con mucho cuidado. Para realizar un análisis detallado se puede utilizar la carta de Smith definiendo *Círculos de Estabilidad* [3], [4], [5], [6].

5.4.2 Diseño del LNA

Una vez expuestas las bases teóricas se detalla el procedimiento de diseño del amplificador. El procedimiento de diseño involucra los siguientes pasos:

1. Elección del dispositivo activo. La elección del dispositivo se realiza teniendo en cuenta los requerimientos (rango de frecuencias de trabajo, ganancia máxima, figura de ruido mínima, etc.)
2. Determinación del punto de operación del dispositivo (polarización).
3. Evaluación del factor de estabilidad de Rollett para identificar posibles condiciones de inestabilidad. En caso de ser detectadas condiciones de inestabilidad se procede a estabilizar el dispositivo.
4. Diseño de la red adaptadora de entrada, teniendo en cuenta los criterios de máxima ganancia, bajo ruido o cifra de ruido y ganancia dadas, dependiendo del resultado buscado.
5. Con la red adaptadora de entrada definida, diseñar la red adaptadora de salida para obtener la mejor pérdida de retorno de salida.
6. Simulación del circuito en software y corrección de los valores obtenidos en el diseño para obtener óptima performance del circuito.

Elección del dispositivo activo: Transistor BF998

El dispositivo elegido para implementar el amplificador fue el transistor MOS-FET de doble compuerta, *BF998* [7]. Este transistor está diseñado para trabajar en rangos de frecuencias de VHF y UHF, tiene una cifra de ruido mínima de 0.6dB (valor típico a 200 MHz) y una ganancia de potencia máxima de 28dB (valor típico a 200 MHz). Además de presentar muy buenas características de desempeño, es muy barato y fácil de conseguir. La elección del transistor se basó también en la disponibilidad de los parámetros S y parámetros de ruido del dispositivo, suministrados por el fabricante en formato *S2P* [8]. El formato *S2P* es un estándar industrial, el cual es reconocido por la mayoría de los programas de simulación de RF.

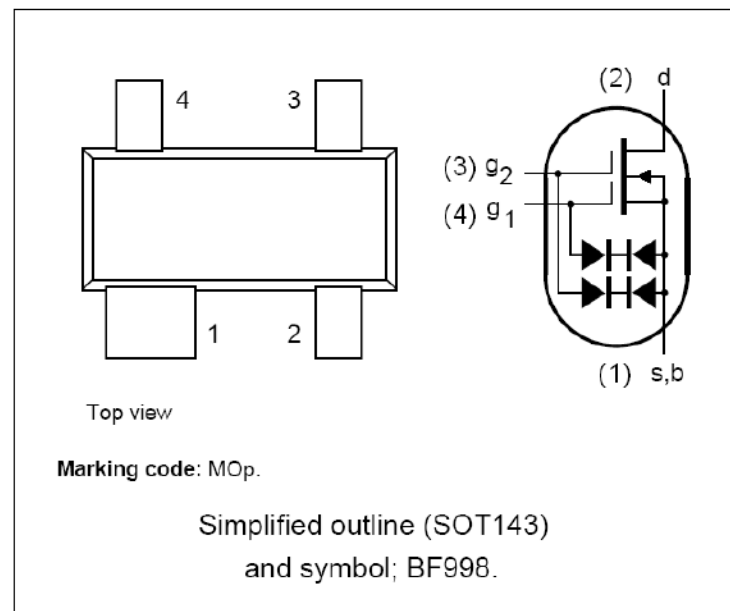


Figura 5.9: Símbolo, encapsulado e indicación de los pines de conexión de transistor *BF998*.

Determinación del Punto de Operación del Dispositivo

El fabricante del transistor suministra tres juegos de parámetros S , recordemos que estos parámetros se miden para una condición específica de polarización. Un juego corresponde a la condición de polarización $V_{ds}=8$ V, $V_{g2s}=4$ V, $I_d=5$ mA, otro juego correspondiente a: $V_{ds}=8$ V, $V_{g2s}=4$ V, $I_d=10$ mA, y el tercero corresponde a: $V_{ds}=8$ V, $V_{g2s}=4$ V, $I_d=15$ mA. (Ver APENDICE).

Observando las características de corriente alterna del dispositivo, figura 5.10, podemos apreciar que la mínima figura de ruido (0,6dB) se especifica para una condición de polarización correspondiente a: $V_{ds}=8$ V, $V_{g2s}=4$ V, $I_d=10$ mA.

Como el objetivo del diseño es lograr la mínima cifra de ruido posible, el punto de operación del transistor se establece en estos valores.

Electrical Characteristicsat $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified.

Parameter	Symbol	Values			Unit
		min.	typ.	max.	
AC Characteristics					
Power gain (test circuit 1) $V_{DS} = 8\text{ V}$, $I_D = 10\text{ mA}$, $f = 200\text{ MHz}$, $G_G = 2\text{ mS}$, $G_L = 0.5\text{ mS}$, $V_{G2S} = 4\text{ V}$	G_{ps}	–	28	–	dB
Power gain (test circuit 2) $V_{DS} = 8\text{ V}$, $I_D = 10\text{ mA}$, $f = 800\text{ MHz}$, $G_G = 3.3\text{ mS}$, $G_L = 1\text{ mS}$, $V_{G2S} = 4\text{ V}$	G_{ps}	–	20	–	
Noise figure (test circuit 1) $V_{DS} = 8\text{ V}$, $I_D = 10\text{ mA}$, $f = 200\text{ MHz}$, $G_G = 2\text{ mS}$, $G_L = 0.5\text{ mS}$, $V_{G2S} = 4\text{ V}$	F	–	0.6	–	dB
Noise figure (test circuit 2) $V_{DS} = 8\text{ V}$, $I_D = 10\text{ mA}$, $f = 800\text{ MHz}$, $G_G = 3.3\text{ mS}$, $G_L = 1\text{ mS}$, $V_{G2S} = 4\text{ V}$	F	–	1	–	
Control range (test circuit 2) $V_{DS} = 8\text{ V}$, $V_{G2S} = 4 \dots -2\text{ V}$ $f = 800\text{ MHz}$	ΔG_{ps}	40	–	–	

Figura 5.10: Características eléctricas de corriente alterna del transistor *BF998*.**Estabilización del Transistor**

Para realizar el análisis de estabilidad, así como para realizar el resto del diseño del amplificador, se utilizó una versión estudiantil del software *ANSOFT Designer*, que se puede obtener gratuitamente a través de Internet [9].

Una vez determinado el punto de operación del transistor, se cargan los parámetros S en el soft, mediante el correspondiente archivo en formato *S2P*. De esta manera tenemos un modelo lineal del funcionamiento del transistor para el punto de polarización seleccionado.

Haciendo uso del soft, se graficó el factor de estabilidad de Rollete, K , para todo el rango de operación de transistor, figura 5.11. Observando la figura se puede ver claramente que el transistor es condicionalmente estable para frecuencias por debajo de 1,56 GHz ($K < 1$ para frecuencias por debajo de 1,56 GHz).

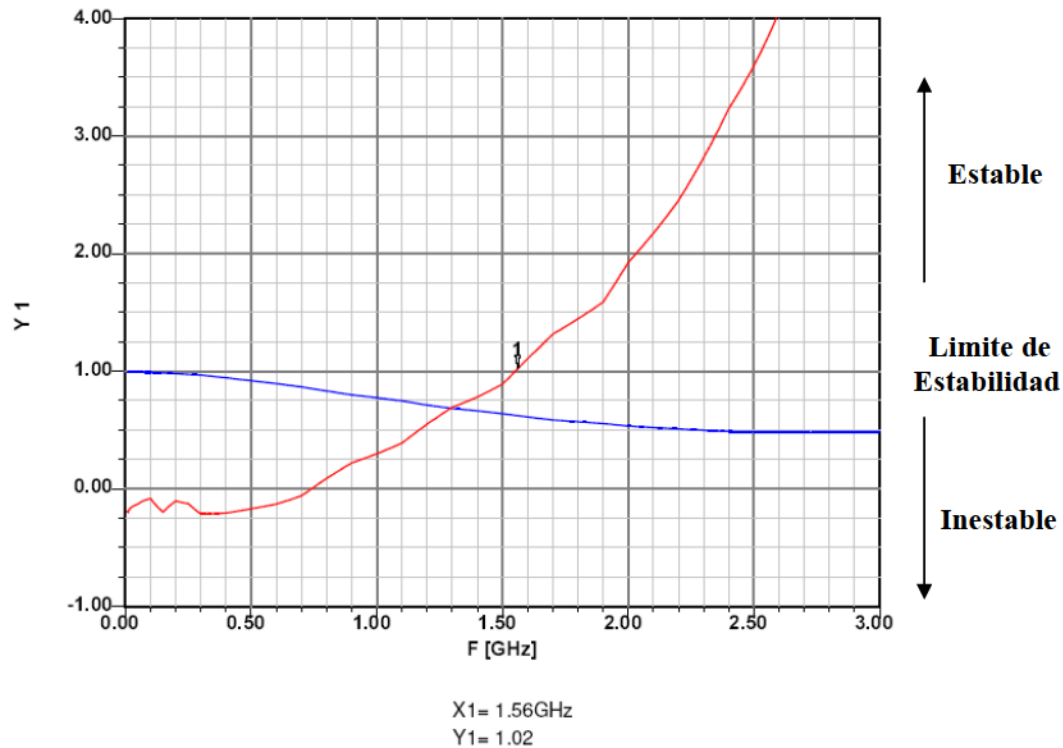


Figura 5.11: Factor de estabilidad de Rollete K (rojo) y módulo de Δ (azul), del transistor $BF998$ en función de la frecuencia.

Para realizar el diseño de las redes adaptadoras de entrada y salida se podría plantear el análisis mediante los *Círculos de Estabilidad* [3], [4], [5], [6], logrando adaptación estable para el rango de frecuencias de interés (137MHz a 138MHz). Sin embargo el amplificador puede resultar inestable fuera de este rango de frecuencias.

Por este motivo es conveniente estabilizar al transistor en todo su rango de frecuencias de operación.

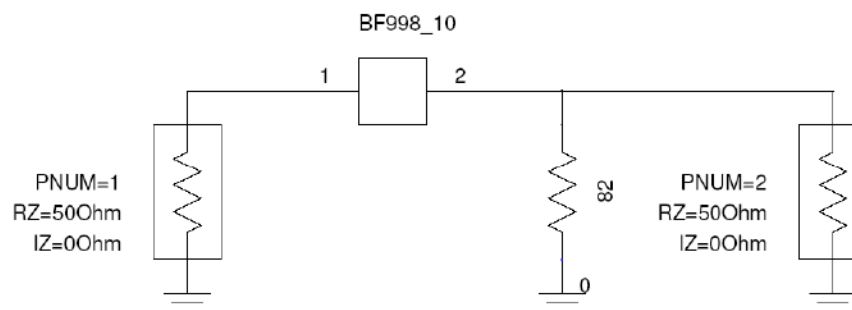


Figura 5.12: Cuadripolo que representa al transistor $BF998$ cargado en sus puertos de entrada y salida con impedancias de 50Ω . Se aprecia el agregado de una resistencia fija en el puerto de salida para lograr la estabilización del dispositivo.

Consultando la bibliografía se pueden encontrar distintos métodos para lograr la estabilización del dispositivo en todo el rango de frecuencias de operación [5], sin embargo el método óptimo desde el punto de vista de lograr la mínima cifra de ruido es el de cargar el puerto de salida del dispositivo activo con una resistencia fija, ver figura 5.12.

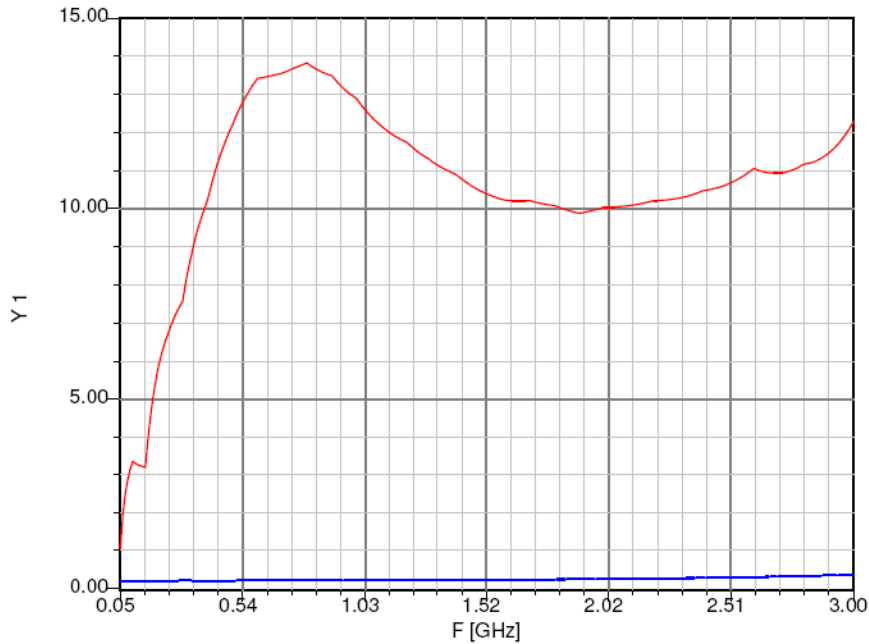


Figura 5.13: Factor de estabilidad de Rollete K (rojo) y módulo de Δ (azul), del transistor $BF998$ estabilizado, en función de la frecuencia.

Para determinar el valor del resistor se graficaron los parámetros de estabilidad y partiendo de un valor alto de resistencia, se fue bajando el mismo hasta observar que la curva correspondiente al valor de K se situó por arriba de 1 en todo el rango de frecuencias de trabajo del transistor.

El valor final de resistencia se estableció en 82Ω , en la figura 5.13 se pueden observar los resultados de la simulación para este valor. Claramente el dispositivo es ahora incondicionalmente estable.

Diseño de la Red Adaptadora de Entrada

Con el agregado del resistor para estabilizar el transistor, los valores de la ganancia máxima que se puede obtener y cifra de ruido mínima varían. Los nuevos valores son calculados por el software resultando la ganancia máxima igual a 25,15dB y la cifra de ruido mínima igual a 0.77dB.

Haciendo uso de una facilidad del software de diseño, se graficó el círculo de cifra de ruido correspondiente a 0.77dB, en el plano Γ_g de la carta de Smith. Como se puede ver en la figura 5.14, este círculo es prácticamente un punto. Luego se buscó entre la familia de curvas de ganancia constante, una que intercepte al mencionado punto, resultado la curva de ganancia correspondiente a 14.5dB. Este es el valor de ganancia que se obtendrá ya que se busca lograr la mínima cifra de ruido, por lo tanto se realizará el diseño de bajo ruido.

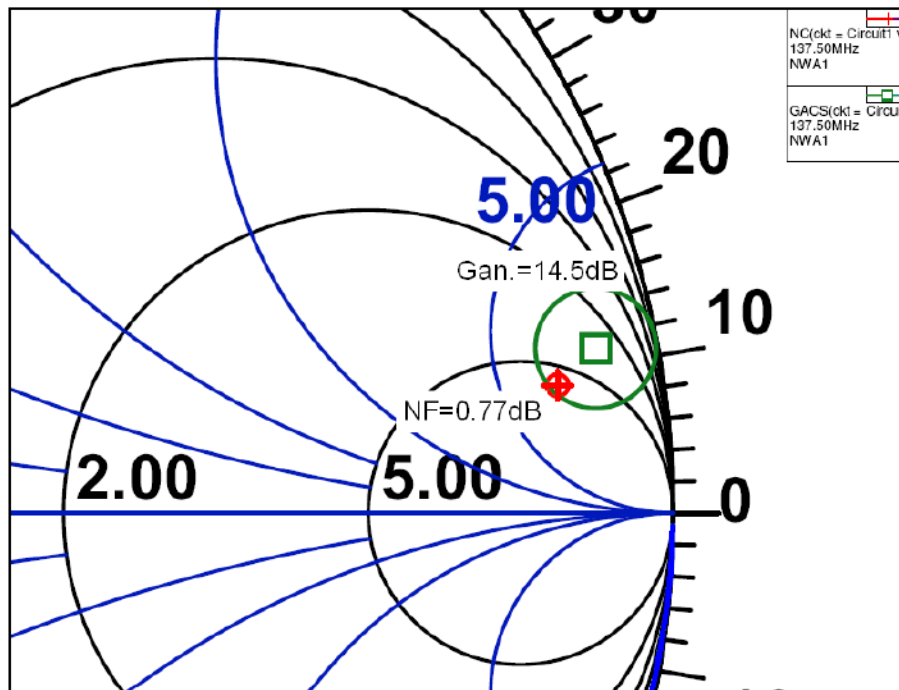


Figura 5.14: Intersección de los círculos ganancia y cifra de ruido mínima en el plano Γ_g .

El punto correspondiente a 0.77dB en el plano Γ_g , marcado como punto A en la figura 5.15, es el punto del coeficiente de reflexión de entrada para obtener mínimo ruido Γ_{opt} . La red de entrada debe adaptar este valor con $\Gamma = 0$, centro de la carta de Smith, que corresponde a una impedancia de 50Ω .

El software nos permite realizar la adaptación diseñando la red sin hacer ninguna cuenta. Para ello, comenzamos ubicándonos en el punto C, correspondiente a $\Gamma = 0$, centro de la carta de Smith, y nos movemos sobre una línea de resistencia constante, hacia el punto B, incrementando la reactancia capacitiva. Este movimiento corresponde al agregado de un capacitor en serie. El soft calcula automáticamente el valor, resultando este de 6,17pF.

Para completar la adaptación, nos movemos sobre una línea de admitancia constante, desde el punto B hacia el punto A, incrementando la reactancia inductiva. Este movimiento corresponde al agregado de un inductor en paralelo, con un valor de 174,96nH.

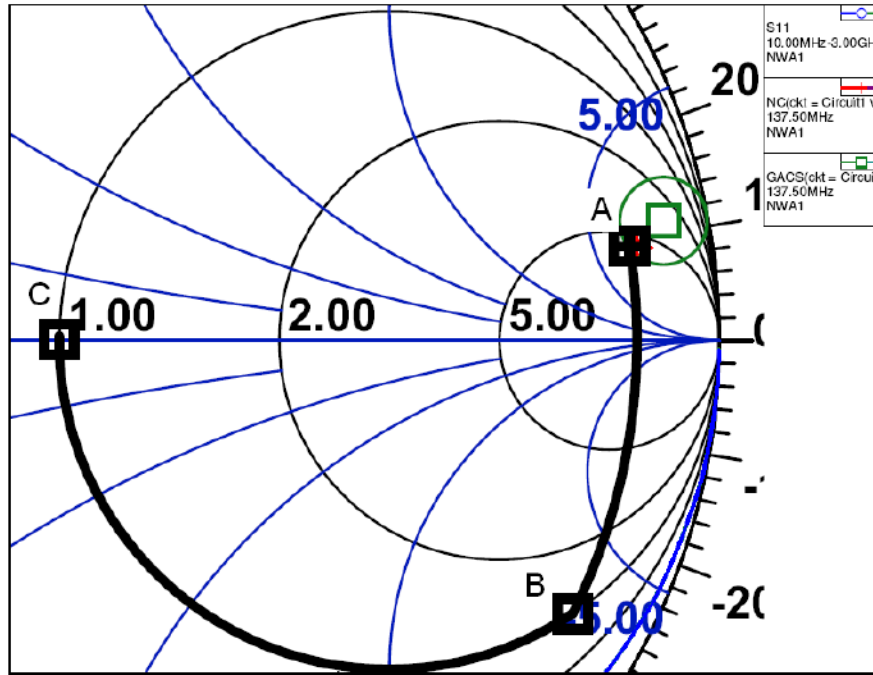


Figura 5.15: Diseño de la red adaptadora de entrada.

De esta manera queda determinada la red de adaptación de entrada como una simple red en L, conformada por un capacitor en serie entre la fuente y la entrada, con un valor de 6,17pF, y un inductor en paralelo con la entrada del cuadripolo con un valor de 174,96 nH. Ver figura 5.18.

Diseño de la Red Adaptadora de Salida

Para diseñar la red adaptadora de salida se necesita determinar el coeficiente de reflexión de carga Γ_c correspondiente al coeficiente de reflexión de entrada para obtener mínimo ruido Γ_{opt} .

Este punto se puede determinar usando el software que resuelve la ecuación 5.33 y presenta el resultado graficamente. Primero se realiza el mapeo del círculo de ganancia constante en el plano del generador Γ_g , para $G = 14,5$ dB, al plano de la carga Γ_c . Luego se ubica sobre el círculo al punto buscado, ver figura 5.16. El punto buscado se indica como punto D.

La red adaptadora de salida debe realizar la adaptación entre el conjugado del punto D y el centro de la carta de Smith, $\Gamma = 0$, que corresponde a una impedancia de 50Ω .

Para adaptar comenzamos ubicándonos en el punto D*, y nos movemos sobre una línea de conductancia constante, hacia el punto E, incrementando la reactancia inductiva. Ver figura 5.17. Este movimiento corresponde al agregado de un inductor en paralelo. El soft calcula automáticamente el valor de inductancia, resultando este de $104,38\text{nH}$.

Para completar la adaptación, nos movemos sobre una línea de resistencia constante, desde el punto E hacia el punto C, centro de la carta de Smith, incrementando la reactancia capacitiva. Este movimiento corresponde al agregado de un capacitor en serie, con un valor de $29,55\text{pF}$.

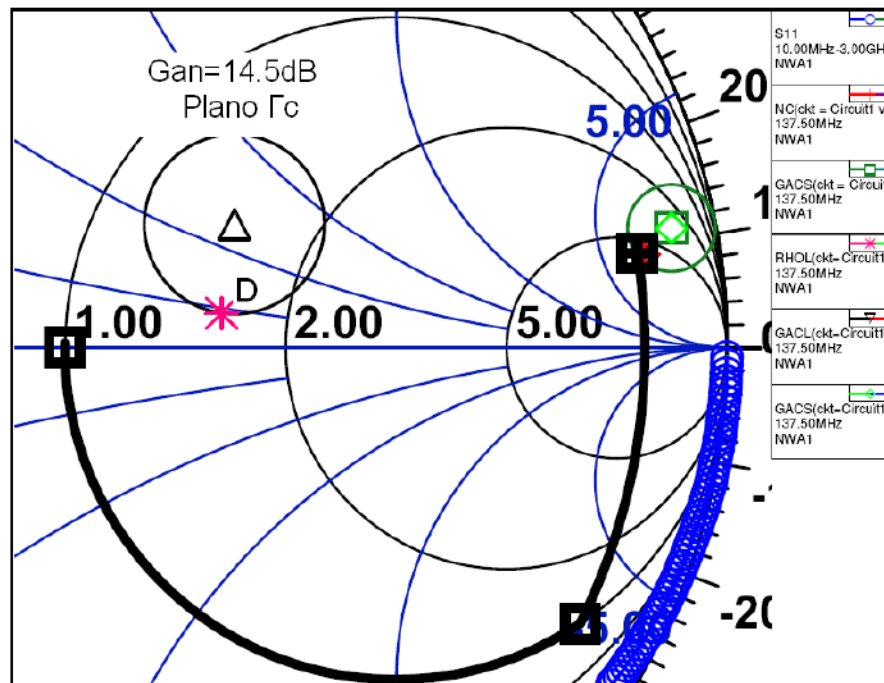


Figura 5.16: Circulo de ganancia constante correspondiente a $G = 14,5\text{dB}$ en el plano de la carga Γ_c .

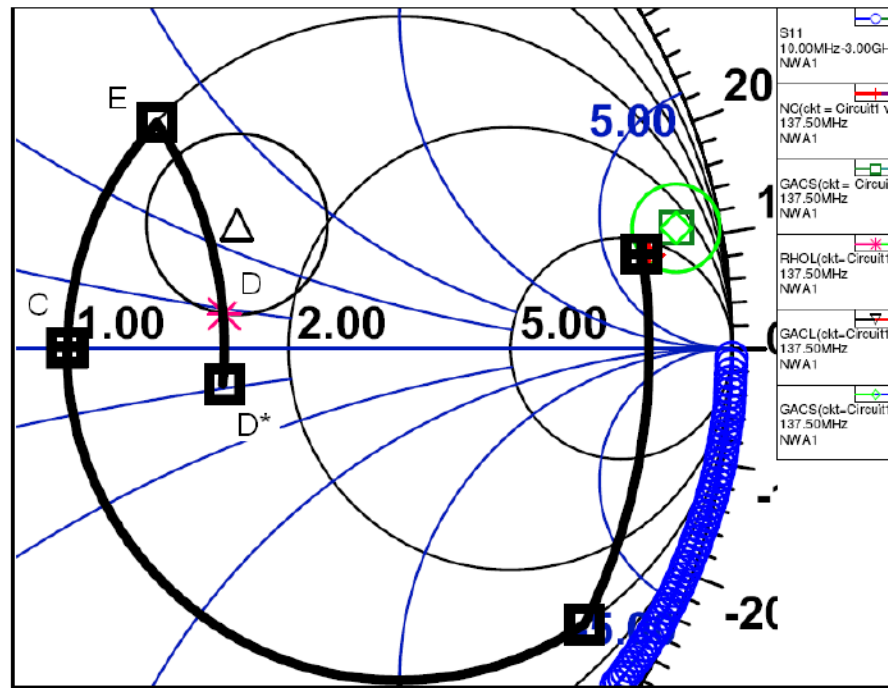


Figura 5.17: Diseño de la red adaptadora de salida.

La adaptación también se podía haber realizado partiendo del punto C y moviéndonos hacia el punto D*. Los valores de inductancia y capacidad de los elementos que componen la red de adaptación hubieran sido los mismos.

De esta manera queda determinada la red de adaptación de salida, que al igual que en caso de la red adaptadora de entrada, es una simple red en L. La red está conformada por un capacitor en serie entre la salida del cuadripolo y la carga, con un valor de de 29,55pF, y un inductor en paralelo con la salida del cuadripolo con un valor de 104,38nH. Ver figura 5.18.

Los valores del coeficiente de reflexión de los distintos puntos que se utilizaron para diseñar las redes de adaptación son los siguientes:

- Punto A : $\Gamma = 0.885 \angle 9^\circ$
- Punto B : $\Gamma = 0.881 \angle -28^\circ$
- Punto C : $\Gamma = 0 \angle 0^\circ$
- Punto D : $\Gamma = 0.241 \angle 12,6^\circ$
- Punto D* : $\Gamma = 0.241 \angle -12,6^\circ$
- Punto E : $\Gamma = 0.365 \angle 68,6^\circ$

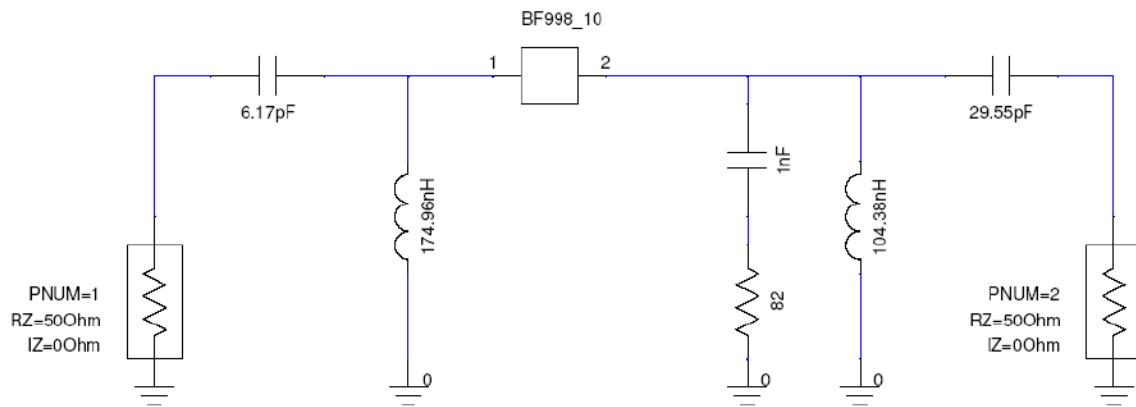


Figura 5.18: Cuadripolo que representa al transistor *BF 998* con el resistor de estabilización y las redes adaptadoras de entrada y salida diseñadas.

Simulación del Circuito en Software

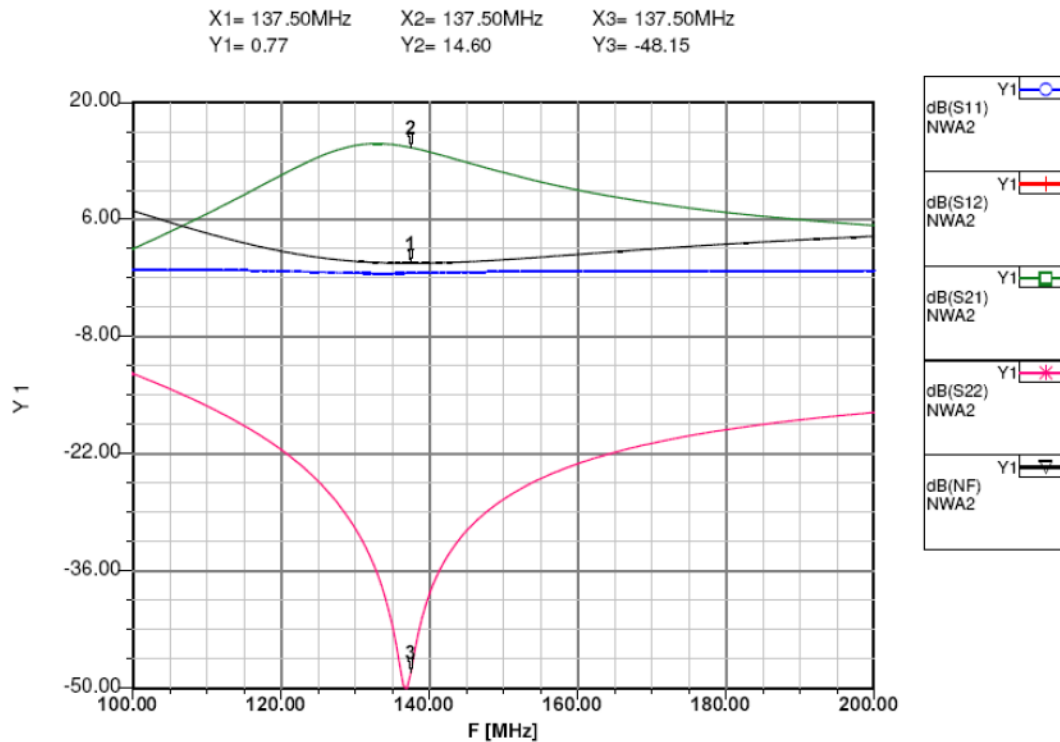


Figura 5.19: Resultado de la simulación del circuito en software.

Para verificar el desempeño del circuito diseñado se realizó una simulación de los parámetros más importantes en función de la frecuencia. Ver figura anterior.

En el resultado de la simulación se pueden ver los trazos correspondientes a los parámetros S11, S22, S21 y cifra de ruido.

El parámetro S21 representa la ganancia de potencia del amplificador. Se puede apreciar en el gráfico que el valor de la ganancia de potencia a la frecuencia de interés (137,5MHz), es de 14,6dB, confirmado el valor de diseño que había sido fijado en 14,5dB.

El parámetro S11 representa las pérdidas de retorno de entrada y el parámetro S22 representa las pérdidas de retorno de salida. La pérdida de retorno es una medida de la adaptación del circuito, cuanto mas grande es el modulo de S11 o el modulo de S22, mejor es la adaptación. Como era de esperar, al realizar el diseño de bajo ruido, tenemos mala adaptación en la entrada y muy buena adaptación a la salida del amplificador. Esto lo podemos confirmar representando los parámetros S11 y S22 en la carta de Smith, ver figura 5.20.

Se puede ver en la figura que a la frecuencia de interés, el parámetro S11 se aleja del centro de la carta, punto que representa la adaptación a máxima transferencia de energía. Sin embargo, el parámetro S22 cruza este punto a la frecuencia de 137 MHz, indicando una adaptación perfecta para este valor de frecuencia.

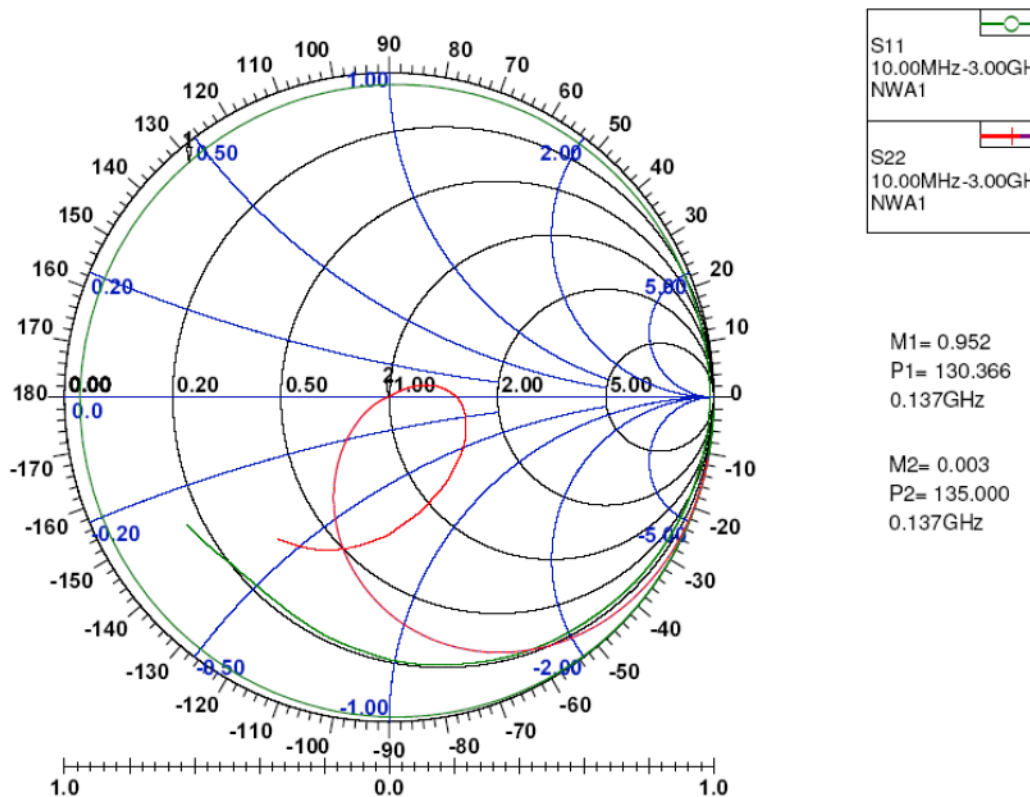


Figura 5.20: Impedancia de entrada y de salida del amplificador.

Finalmente, el valor de la cifra de ruido a la frecuencia de interés es de 0.77dB, confirmado el valor de diseño.

Circuito de Polarización

Como se determinó durante el procedimiento de diseño, los valores de tensión necesarios para lograr el punto de trabajo buscado son: $V_{ds} = 8V$ y $V_{g2s} = 4V$.

En la figura 5.21 se puede ver el diagrama esquemático completo del amplificador incluyendo el circuito de polarización. Para fijar el potencial entre drain y source se utilizó un regulador de tensión integrado 78L08, alimentando el drain a través del inductor de la red adaptadora de salida y conectando el terminal de source a tierra. De esta manera se elimina la necesidad de un choque para aislar la RF del circuito de polarización. El inductor se pone a tierra para la RF mediante los dos capacitores conectados a la salida del regulador de tensión. Para aislar la resistencia de estabilización del circuito de polarización de continua, se colocó en serie con la misma un capacitor de 1nF, permitiendo de esta manera que su efecto solo altere la señal.

El potencial del terminal gate 2 se fijó en 4V mediante el divisor de tensión formado por las dos resistencias de 10KΩ. Este Terminal se puso a tierra para la RF mediante dos capacitores de desacople.

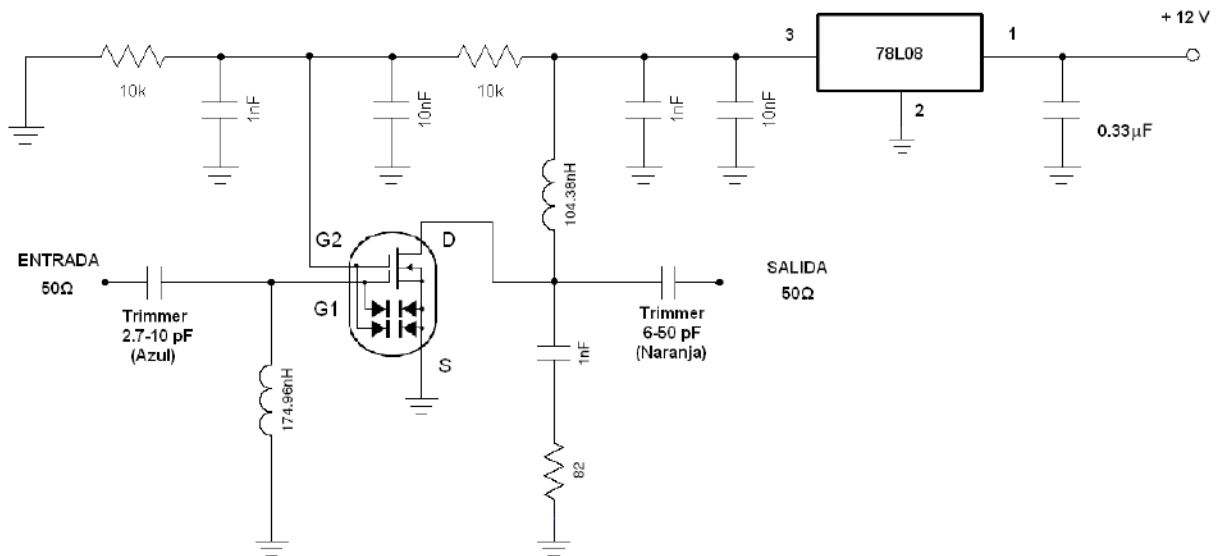


Figura 5.21: Diagrama esquemático completo del amplificador diseñado, incluyendo el circuito de polarización.

Finalmente se destaca que los capacitores que componen las redes adaptadoras de entrada y salida son capacitores variables (trimmers), permitiendo de esta manera ajustar sus valores ya que del diseño surgieron valores no comerciales de los mismos.

5.4.3 Construcción del Amplificador

El circuito fue construido sobre una placa de circuito impreso estándar *FR4*. Con excepción de las redes adaptadoras y el regulador de tensión, se emplearon componentes de montaje superficial. Para realizar las conexiones de RF se emplearon conectores BNC adecuados para trabajar en frecuencias en el rango de VHF.

El transistor *BF998* es un dispositivo sensible a las descargas electrostáticas, por este motivo se lo debe manipular con cuidado. Con solo tocarlo sin las protecciones adecuadas se podría provocar su destrucción. Además para trabajar con componentes de montaje superficial se necesitan herramientas específicas tanto para su manipulación como para realizar las soldaduras, ya que son sensibles a los sobrecalentamientos. Para soldar estos componentes se utilizan soldadores con temperatura controlada. Por estos motivos, la construcción del amplificador fue realizada en un laboratorio perteneciente a la Comisión de Investigaciones Ópticas (CIOp), que cuenta con la infraestructura necesaria para realizar trabajos de este tipo.

En la figura siguiente se puede ver la mesa de soldado antiestática con las herramientas para trabajar con componentes de montaje superficial con las que se construyó el amplificador.

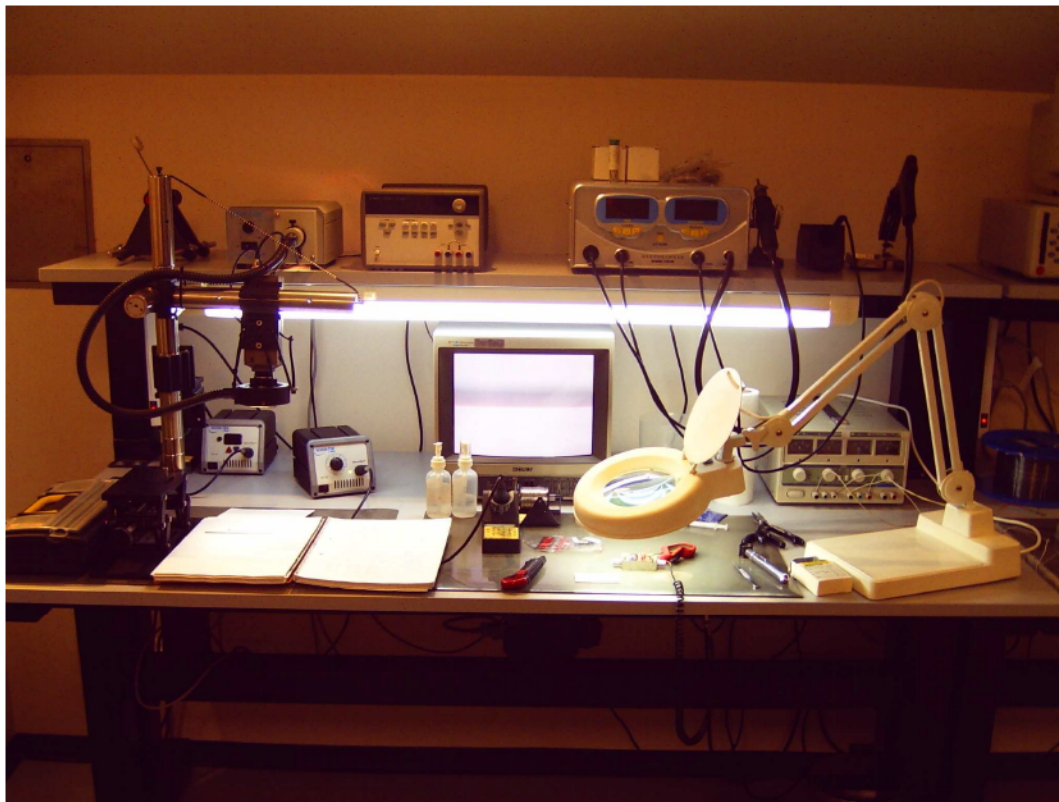


Figura 5.22: Sala limpia con infraestructura para trabajar con componentes de montaje superficial, perteneciente a la Comisión de Investigaciones Ópticas (CIOp).

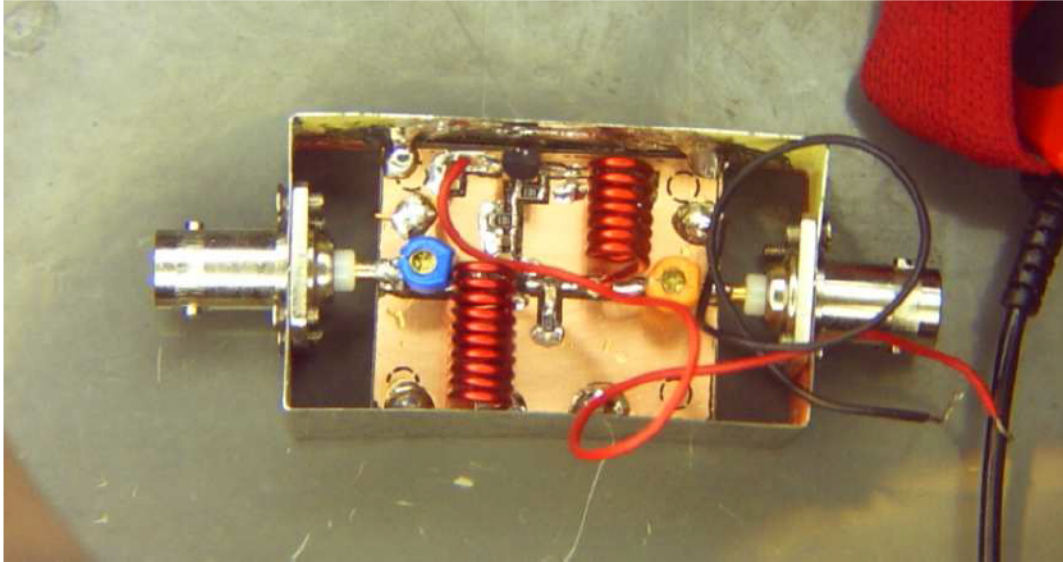


Figura 5.23: Prototipo del amplificador de bajo ruido implementado.

5.4.4 Mediciones

Una vez construido el amplificador se realizaron mediciones para verificar su funcionamiento. Los instrumentos utilizados para realizar las mediciones fueron un generador de radio frecuencia, que se conectó a la entrada del *LNA*, y un analizador de espectros, conectado a la salida, con el que se efectuaron medidas de la potencia entregada por el amplificador.

El generador de RF utilizado fue el *Agilent E4422_B*, que puede generar señales de hasta 25GHz y cuenta, entre otras funciones, con la posibilidad de modular la salida en amplitud, frecuencia, o fase. El generador entrega una salida de potencia calibrada, en un rango de -130dBm hasta 20dBm.

El analizador de espectros utilizado fue el *Spectran HF4040*, que permite realizar medidas de potencia de RF en un rango de -90 dBm a 0dBm.

Mediante el uso de estos instrumentos fue posible realizar mediciones de la ganancia del amplificador y el punto de compresión de 1dB.

En la figura 5:24 se puede ver el resultado de la medida de ganancia, superpuesta con la curva obtenida en la simulación con software. Como se puede apreciar las curvas se ajustan casi perfectamente en todo el rango de frecuencias en que se realizó la medida, lo que confirma el correcto funcionamiento del amplificador.

En la figura 5:25 se puede ver el resultado de la medida del punto de compresión de 1dB. Se puede apreciar que el amplificador se satura completamente para un valor de potencia de entrada de -12dBm. El nivel de potencia de salida en donde la no linealidad del amplificador reduce la ganancia de potencia en 1dB es de aproximadamente -3dBm, para un valor de potencia de entrada de -17dBm. Resulta entonces $P_{o_{1dB}} = -3\text{dBm}$.

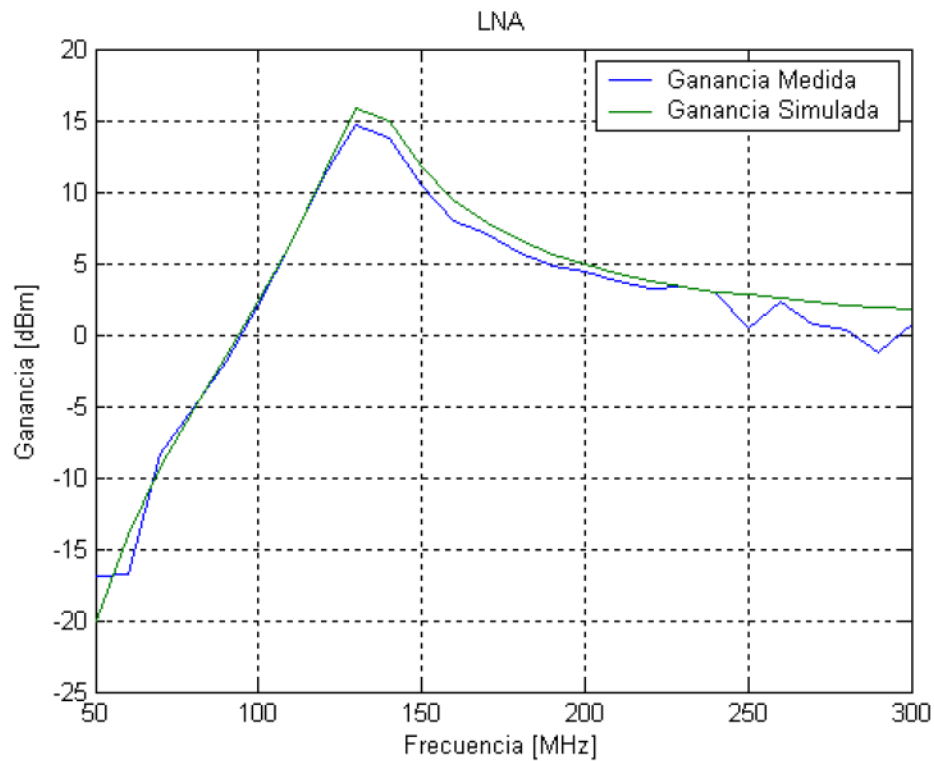


Figura 5.24: Medición de la ganancia de potencia del amplificador de bajo ruido.

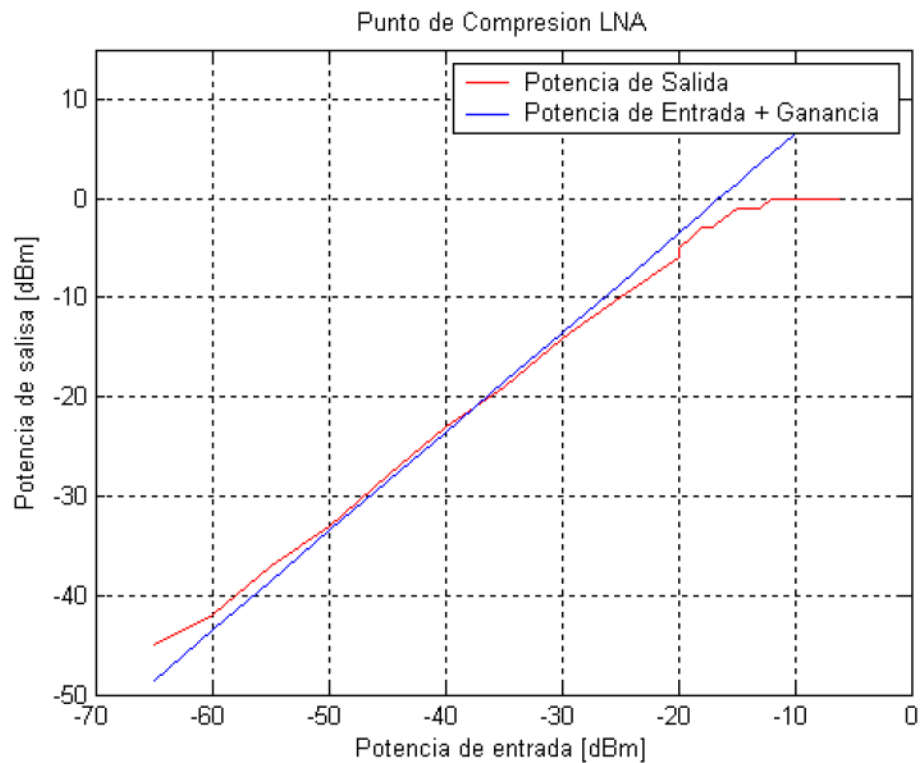


Figura 5.25: Medida del punto de compresión de 1dB del amplificador.

Otro parámetro importante que hubiera sido interesante medir es la cifra de ruido, sin embargo, no se contó con el instrumental necesario para realizar la medición.

Según la bibliografía [5], el valor de diseño de la cifra de ruido siempre difiere del valor medido de la cifra de ruido del amplificador implementado. Esto ocurre debido a que las pérdidas asociadas con los elementos de adaptación, fundamentalmente los inductores, no son consideradas en el diseño. Por otro lado, la cifra de ruido del transistor, varía de dispositivo en dispositivo. La diferencia típica que se suele encontrar es del orden de 1dB en diseños de banda angosta, como el realizado en este trabajo. Por lo tanto, se tomó una cota para la cifra de ruido del LNA, en un valor aproximado de 2 dB.

5.4.5 LNA de Dos Etapas

Con el fin de lograr una mayor ganancia de potencia, se diseñó una segunda etapa amplificadora para colocar en cascada con la diseñada anteriormente.

El procedimiento de diseño empleado en este caso fue el de cifra de ruido y ganancia dados. Se fijó una ganancia de 22dB y se buscó entre la familia de círculos de cifra de ruido constantes, uno que intercepte al punto correspondiente a dicha ganancia, en el plano Γ_g . Resultó en este caso, una cifra de ruido de 3,5dB. Recordemos que los requerimientos de gran ganancia y baja cifra de ruido no se pueden satisfacer simultáneamente.

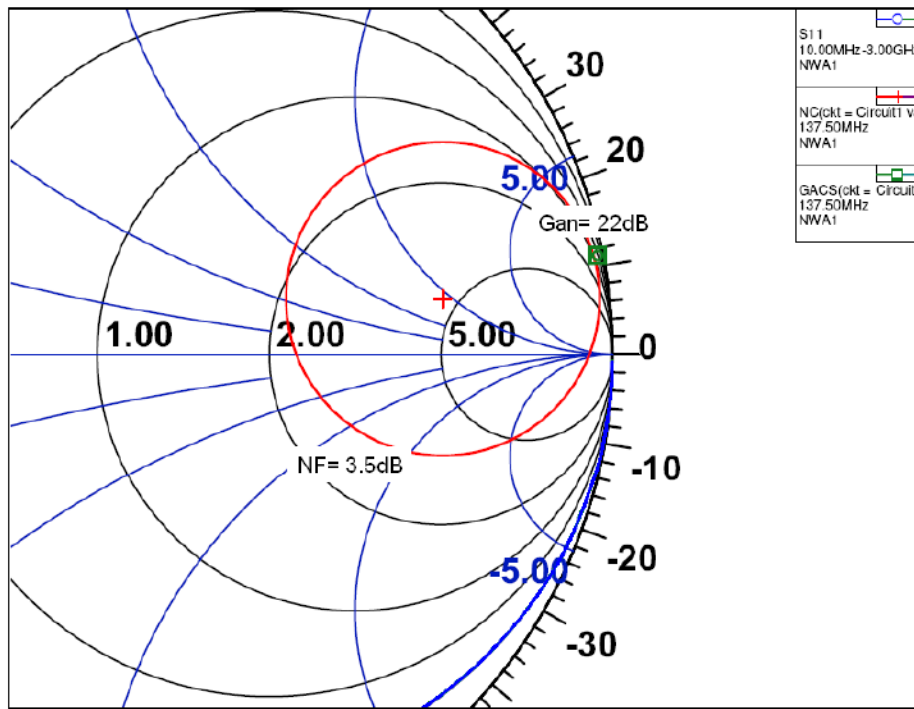


Figura 5.26: Intersección de los círculos ganancia y cifra de ruido en el plano Γ_g .

Sin embargo, esto no representa un inconveniente ya que el amplificador final constituido por ambas etapas en cascada tiene una ganancia final que es la suma de las ganancias de las etapas individuales y una cifra de ruido total dada por la ecuación (5.4). De esta manera se obtiene un amplificador con una ganancia de aproximadamente 36,5dB y una cifra de ruido total de 0,927dB.

El procedimiento seguido para diseñar las redes de adaptación de la segunda etapa amplificadora fue el mismo que se detalló anteriormente.

Una vez diseñada la segunda etapa se la simuló en software para verificar su desempeño. Los resultados se pueden ver en la figura siguiente.

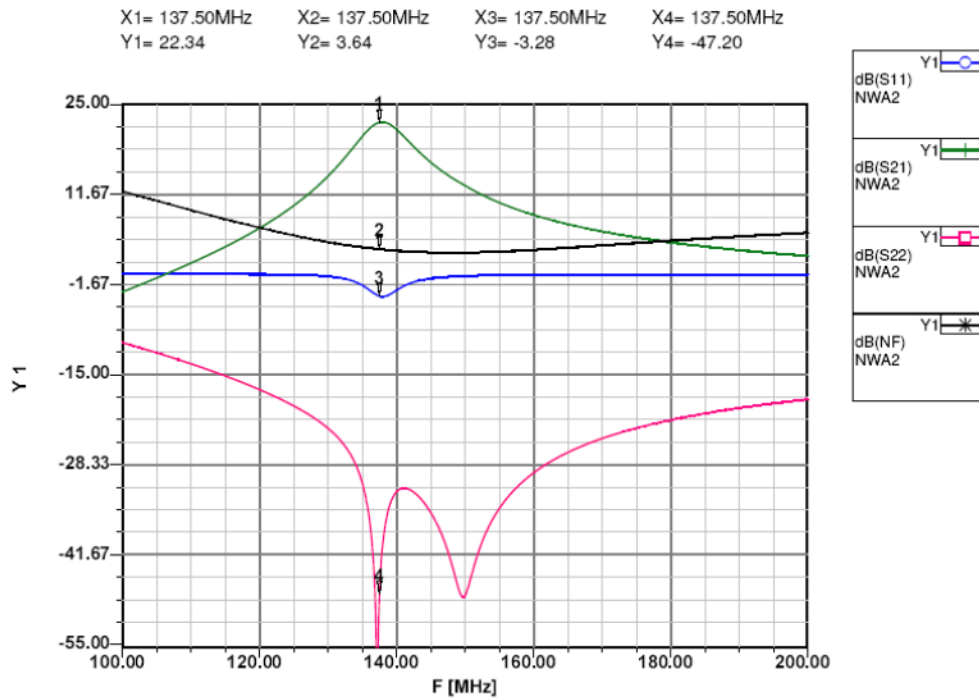


Figura 5.27: Resultado de la simulación del circuito de la segunda etapa amplificador en software.

Se puede apreciar en el gráfico que los valores de los parámetros simulados confirman los valores de diseño.

El circuito de polarización empleado en la segunda etapa es el mismo que el empleado en la etapa diseñada anteriormente. En la figura siguiente se puede ver un diagrama esquemático del amplificador de dos etapas completo. La única diferencia entre ambos diseños es el valor de los componentes de las redes de adaptación.

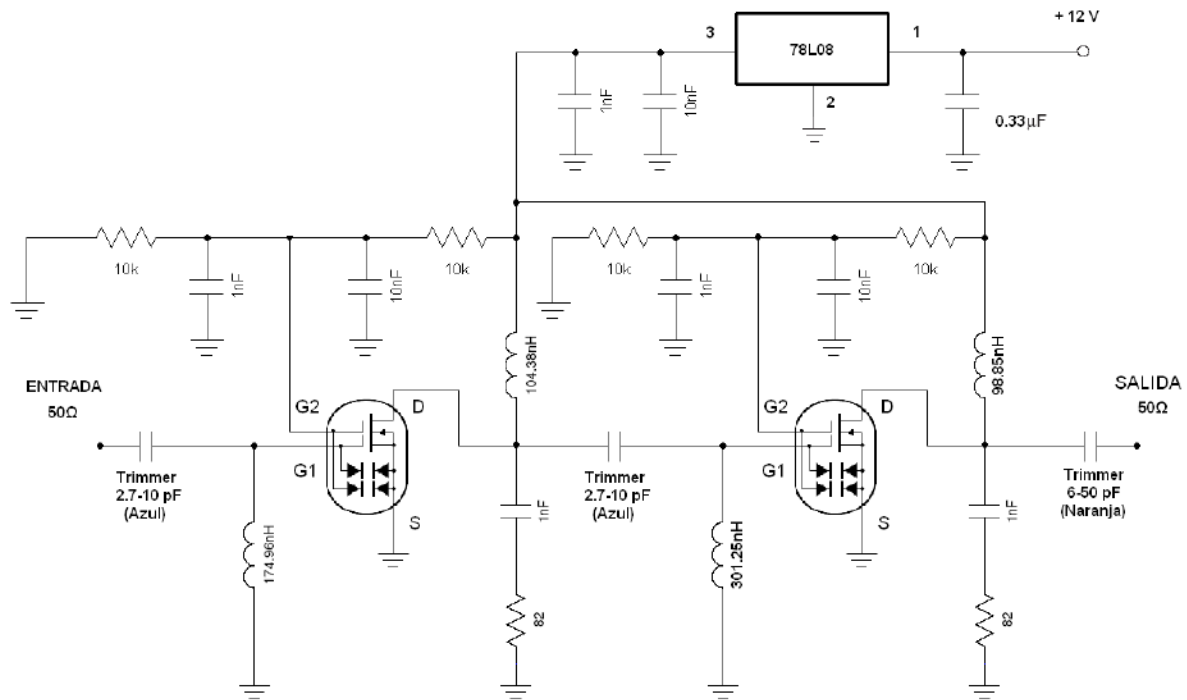


Figura 5.28: Diagrama esquemático completo del *LNA* de dos etapas, incluyendo el circuito de polarización.

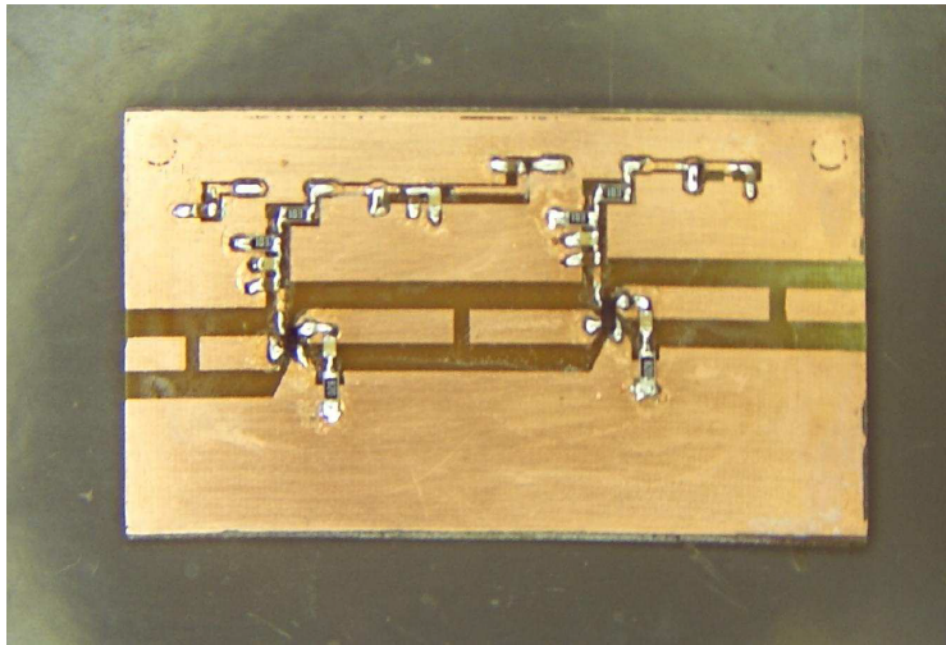


Figura 5.29: *LNA* de dos etapas en proceso de construcción. Se aprecian los componentes de montaje superficial soldados a la placa de circuito impreso.

Finalmente se realizó la simulación en software del amplificador completo con las dos etapas en cascada. Los resultados se muestran en la figura siguiente.

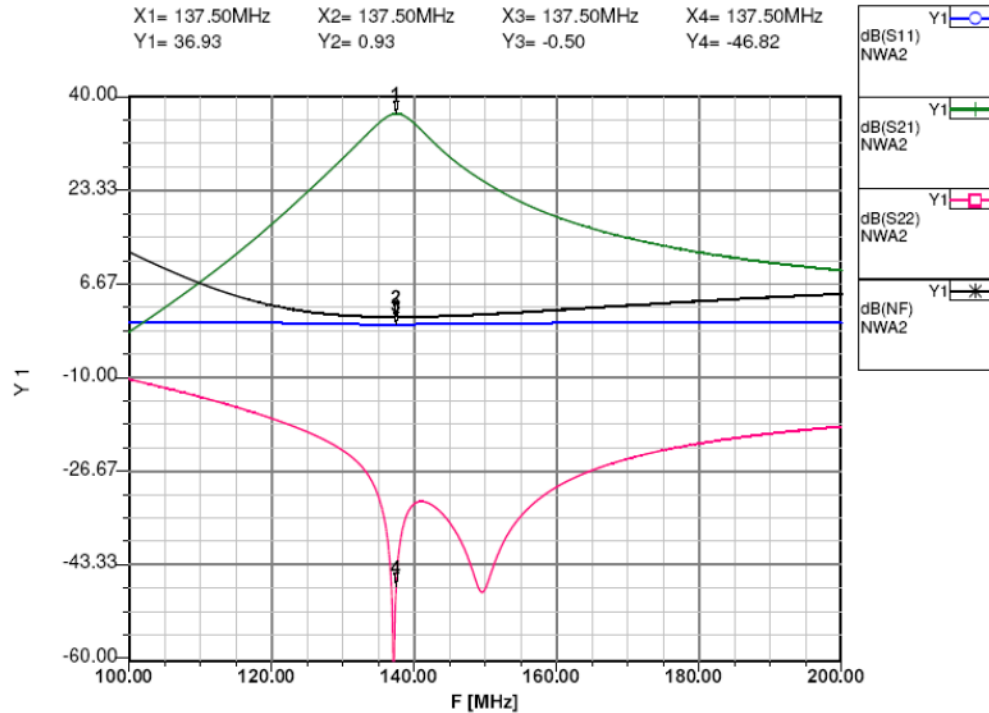


Figura 5.30: Resultado de la simulación del *LNA* de dos etapas en software.

Se aprecia que en comparación con el *LNA* de una única etapa, ningún parámetro varía significativamente en las frecuencias de interés (137MHz a 138MHz), salvo la ganancia de potencia, que ha aumentado 22dB.

El amplificador de dos etapas se implementó en la práctica usando la misma técnica que se detallo en el caso del amplificador de una etapa simple.

Una vez construido se realizaron mediciones de la ganancia de potencia y del punto de compresión de 1dB.

En la figura 5:31 se puede ver el resultado de la medida de ganancia de potencia, superpuesta con la curva obtenida en la simulación con software. En este caso las curvas no se ajustan tan bien como ocurrió en el caso del amplificador de una etapa. Esto puede ser debido a que en ahora tenemos tres elementos de ajuste en lugar de dos como en el caso del amplificador de una etapa, lo que complica un poco la calibración. Sin embargo los resultados obtenidos son muy satisfactorios, ya que en rango de frecuencias de interés, las curvas prácticamente coinciden.

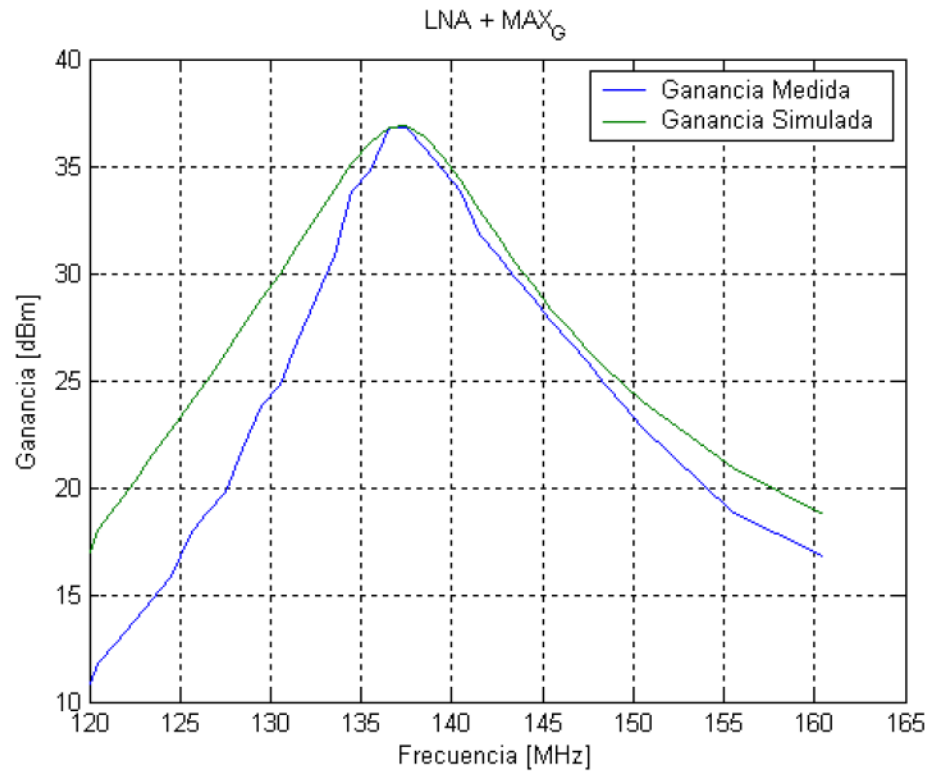


Figura 5.31: Medición de la ganancia de potencia del amplificador de bajo ruido de dos etapas.

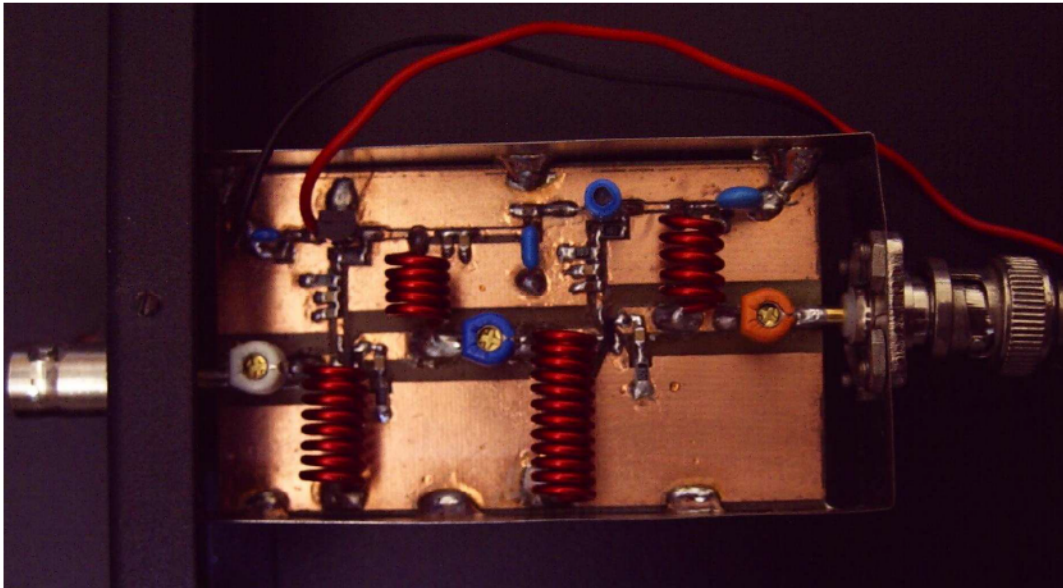


Figura 5.32: Amplificador de bajo ruido de dos etapas terminado y montado en el receptor.

La medida del punto de compresión de 1dB dio como resultado una curva de la misma forma que la de la figura 5.25, con la diferencia que el amplificador se satura completamente para un valor de potencia de entrada de -48,5dBm. El nivel de potencia de salida en donde la no linealidad del amplificador reduce la ganancia de potencia en 1dB es de aproximadamente -17,4dBm, para un valor de potencia de entrada de -53,4dBm. Resulta entonces $P_{o_{1dB}} = -17,4\text{dBm}$.

Se puede ver que el efecto de colocar dos amplificadores en cascada disminuye el nivel del punto de compresión de 1dB en una cantidad proporcional a la ganancia de la primera etapa amplificadora. Esto resulta en una disminución del rango dinámico del receptor. Sin embargo, para realizar el cálculo final hay que tener en cuenta también la limitación que impone la etapa mezcladora.

5.4.6 Resumen de Resultados

En las tablas siguientes se puede ver un resumen y comparación de los resultados obtenidos para ambos amplificadores.

Amplificador de Bajo Ruido de Una Etapa			
Parámetro	Especificado	Simulado	Medido
Ganancia	14,5dB	14,6dB	14,2dB
Cifra de Ruido	0,77dB	0,77dB	< 2dB (Estimado)
$P_{o_{1dB}}$	-	-	-3dBm
S11	-	-0,41dB	-
S22	-	-48,15dB	-

Tabla 5.1

Amplificador de Bajo Ruido de Dos Etapas			
Parámetro	Especificado	Simulado	Medido
Ganancia	36,5dB	36,93dB	36,8dB
Cifra de Ruido	0,927dB	0,93dB	< 2dB (Estimado)
$P_{o_{1dB}}$	-	-	-17,4dBm
S11	-	-0,5	-
S22	-	-46,82	-

Tabla 5.2

5.5 Filtro de Frecuencia Imagen

Uno de los problemas inherentes a la arquitectura de un receptor superheterodino es la aparición de la *frecuencia imagen*. La *frecuencia imagen* es una señal de entrada no deseada que es capaz de producir la misma frecuencia intermedia (IF) que la que produce la señal de entrada deseada. Suponiendo que el oscilador local es sintonizado para recibir una señal de frecuencia $fs1$:

$$fo = fi + fs1 \quad (5.47)$$

El receptor también puede responder a otra señal, de frecuencia $fs2$, si $fs2$ cumple:

$$fs2 - fo = fi \quad (5.48)$$

Lo que da el mismo valor de frecuencia intermedia que la señal deseada:

$$fo - fs1 = fi \quad (5.49)$$

La señal no deseada es una causa potencial de interferencias y por tanto crea problemas a la hora de obtener una recepción adecuada, por lo que debe ser eliminada. Es llamada *frecuencia imagen* debido a que es simétrica con respecto al oscilador local como la imagen especular de la señal deseada (fig 5.33).

$$fs2 - fs1 = 2fi \quad (5.50)$$

La sensibilidad a la frecuencia imagen puede ser minimizada mediante un filtro.

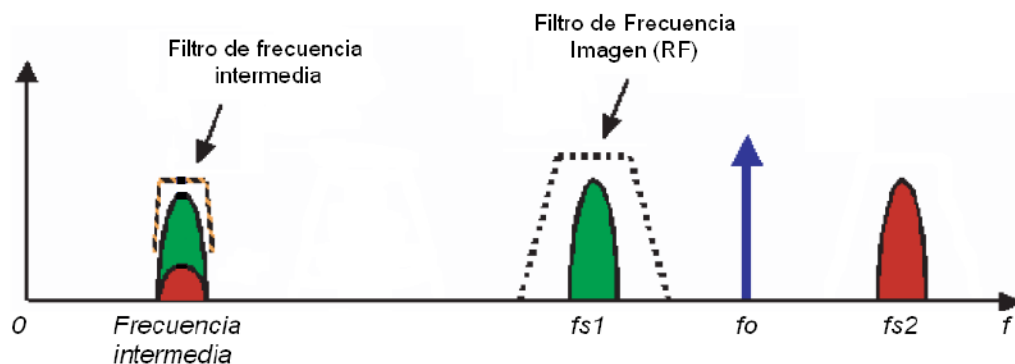


Figura 5.33: Efecto de la frecuencia Imagen

Queda planteada entonces la necesidad de implementar un filtro que deje pasar solamente las señales en el rango de frecuencias de interés (137 MHz a 138 MHz), y que rechace las señales fuera de este rango. Además de filtrar la frecuencia imagen el filtro debe presentar rechazo a señales fuertes cercanas a la frecuencia de operación y rechazo a la frecuencia intermedia, ya que en caso de existir una señal con esta frecuencia en la entrada del receptor pasaría por el mezclador y sería amplificada produciendo interferencia.

Además de las funciones mencionadas, el filtro sirve como adaptador de impedancias entre la salida del *amplificador de bajo Ruido* y la entrada del *mezclador*.

Para satisfacer estos requerimientos se analizaron diferentes tipos de filtros, optando finalmente por implementar un filtro del tipo “*Doble Sintonizado*” o “*Filtro acoplado a Tope*”. Se eligió este tipo de filtro por la simplicidad de su diseño y teniendo en cuenta que es ampliamente utilizado en RF.

5.5.1 Filtro Doble Sintonizado Acoplado Capacitivamente

Este filtro consiste en dos circuitos resonantes acoplados mediante un capacitor, como se puede ver en la figura 5.34.

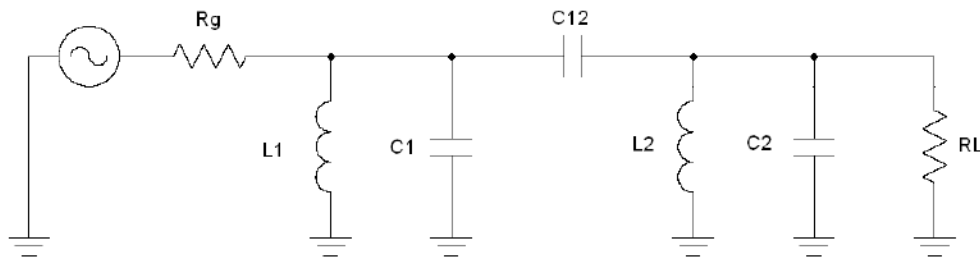


Figura 5.34: Filtro Doble Sintonizado

Este filtro se caracteriza por presentar una banda de paso angosta y faldas empinadas, sin embargo la curva de respuesta no es simétrica alrededor de la frecuencia central.

En la figura 5.35 podemos ver los circuitos equivalentes para frecuencias por fuera de la banda pasante. Por debajo de la banda de paso (a frecuencias menores que la frecuencia de resonancia de cada circuito tanque), el filtro puede representarse como pasa altos de tres elementos, entonces, la pendiente de atenuación final se establece en 18 dB/octava y el ángulo de fase final debe llegar a 270° . Por arriba de la frecuencia de resonancia de cada circuito tanque, el filtro se comporta como un capacitor simple en paralelo, por lo tanto la pendiente de atenuación final es de 6 dB/octava y el ángulo de fase final debe llegar a -90° .



Figura 5.35: Circuitos equivalentes para el filtro doble sintonizado, (a) por debajo de la banda pasante, (b) por arriba de la banda pasante.

El valor del capacitor que se utiliza para acoplar cada resonador no puede ser elegido al azar. Si C_{12} es demasiado grande, el acoplamiento se produce en exceso y la respuesta en frecuencia se amplía drásticamente presentando dos picos en la banda de paso. Si C_{12} es demasiado pequeño, no se transmite suficiente energía de un circuito resonante al otro y la pérdida de inserción puede aumentar a un nivel inaceptable. La solución de compromiso a estos dos extremos es el punto de acoplamiento crítico, donde se obtiene un ancho de banda razonable y la más baja pérdida de inserción posible y, en consecuencia, un máximo de transferencia de potencia de la señal.

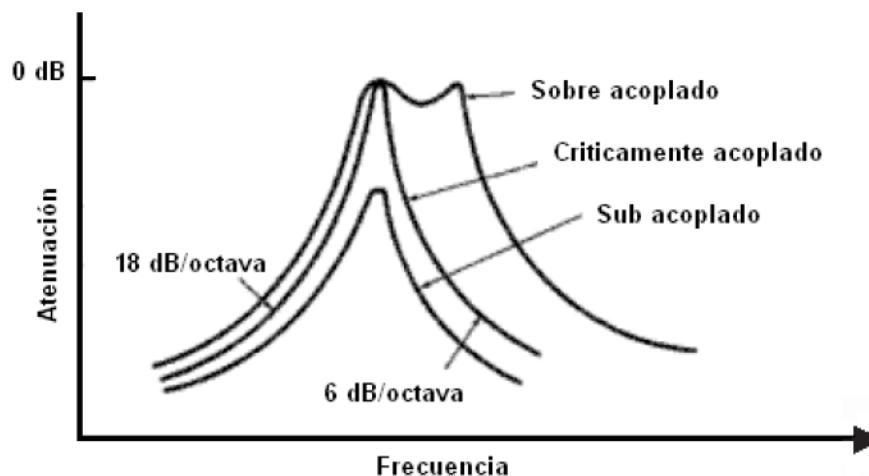


Figura 5.36: Efecto de diferentes valores de acoplamiento capacitivo en la banda pasante del filtro.

Ecuaciones de diseño del filtro: a continuación se presentan las ecuaciones de diseño del filtro obtenidas de las referencias [10] y [11].

$$Q1 = \frac{Rg}{Xl1} \quad (5.51)$$

$$Q2 = \frac{Rl}{Xl2} \quad (5.52)$$

$$Q = \sqrt{Q1 \times Q2} \quad (5.53)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(C1 + C12) \times L1}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(C2 + C12) \times L2}} \quad (5.54)$$

$$K = \frac{C12}{\sqrt{(C1 + C12) \times (C2 + C12)}} \quad (5.55)$$

$$K \times Q = 1: \text{Acoplamiento critico} \quad (5.56)$$

Donde $Q1$ es el factor de merito del primer circuito sintonizado, $Q2$ es el factor de merito del segundo circuito sintonizado, f_0 es la frecuencia de resonancia del filtro, $Xl1$ y $Xl2$ son las reactancias inductivas correspondientes a los inductores 1 y 2 respectivamente, a la frecuencia de resonancia f_0 , y K es el factor de acoplamiento. Se observa que para

$K \times Q = 1$ se obtiene el acoplamiento critico. Un caso interesante se da cuando $K \times Q = 0,8$, para estos valores, el ancho de banda del filtro es aproximadamente $\sqrt{2}$ veces el ancho de banda de un resonador individual:

$$BW_{-3dB} \approx \sqrt{2} \times \frac{f_0}{Q1(2)} \quad (5.57)$$

5.5.2 Diseño del Filtro

Partiendo de las ecuaciones anteriores se realizo el diseño teniendo en cuenta:

- Impedancia de entrada del filtro: $Rg = 50\Omega$
- Impedancia de carga del filtro: $RL = 1500\Omega$
- Frecuencia de resonancia del filtro: $137,5MHz$
- Ancho de banda: $BW_{-3dB} = 1MHz$
- Se consideró $L1=L2$ y $C1=C2$.

Los valores calculados fueron:

- $C1=C2= 145,3 \text{ pF}$
- $L1=L2= 9 \text{ nH}$
- $C12= 3,37 \text{ pF}$

En la figura 5.37 se muestran las pérdidas de inserción del filtro, simuladas mediante software para diseño en RF.

Analizando los resultados se encontraron algunos detalles a corregir. De acuerdo a la elección del valor de frecuencia intermedia, y teniendo en cuenta también la elección del rango de frecuencias de operación del oscilador local del receptor, resulta que el rango en el que se presenta la interferencia por imagen es entre 146 MHz y 147 MHz. Se puede ver en la figura 5.37 que el rechazo para este rango de frecuencias es de aproximadamente 24 dB en el peor caso, pudiendo resultar insuficiente ya que estos valores de frecuencias se encuentra en el centro de la banda asignada a radioaficionados.

Por otro lado, el valor de las inductancias calculadas es muy pequeño, difícil de implementar en la práctica con elementos discretos.

Finalmente se puede ver en el grafico que la perdida de inserción para la frecuencia de resonancia es prácticamente cero. Esto es debido a que no se tuvieron en cuenta las pérdidas en los componentes del filtro, habiéndolos considerado como componentes ideales. Para obtener resultados que se ajusten mejor a la realidad hubo que tener en cuenta dichas pérdidas.

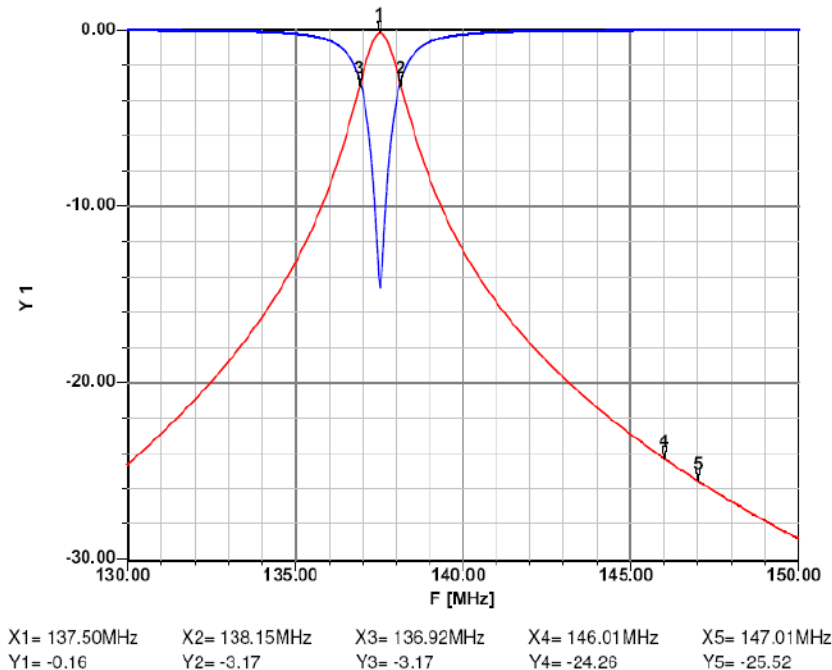


Figura 5.37: Perdida de inserción (rojo) y perdida de retorno (azul) del filtro de Frecuencia Imagen.

Para aumentar el rechazo en la banda de frecuencias no deseada se reemplazo a $C2$ por un circuito resonante en serie, comportándose teóricamente como un cortocircuito en el centro de la banda indeseada (146,5 MHz).

El cálculo de los elementos del circuito resonante serie (también conocido como Notch) se realizó teniendo en cuenta los siguientes puntos:

- A la frecuencia imagen (146,5 MHz) el circuito resonante serie se debe comportar como un corto circuito.
- A f_o , el circuito resonante serie se debe comportar como una capacidad con una reactancia tal que quede sintonizada con la inductancia en paralelo ($L2$).

Siguiendo estas pautas se obtienen las ecuaciones para el cálculo de los componentes:

$$C_n = \frac{1}{4\pi^2 L2} \times \left(\frac{1}{f_o^2} - \frac{1}{f_{img}^2} \right) \quad (5.58)$$

$$L_n = \frac{1}{4\pi^2 f_{img}^2 C_n} \quad (5.59)$$

Con el agregado del Notch, el ancho de banda total del filtro disminuyó notablemente.

Esto no representó un problema ya que permitió agrandar el ancho de banda del filtro original para compensar su efecto, y solucionar el problema de los inductores no realizables. Trabajando sobre el simulador de RF se fueron ajustando los valores de los componentes hasta obtener una curva de repuesta como la deseada. Los valores finales obtenidos fueron:

- $C1=C2= 39 \text{ pF}$
- $L1=L2= 31,2 \text{ nH}$
- $C12= 3,6 \text{ pF}$
- $C_n=4,6 \text{ pF}$
- $L_n=254 \text{ nH}$

En el circuito implementado, tanto los inductores como los capacitores, distan de ser ideales. Es decir, que tienen pérdidas. Como las más importantes son las concernientes a los inductores; se pueden considerar despreciables los efectos de pérdidas debidas a los capacitores, ya que son elementos de elevado factor de mérito.

Las pérdidas en los inductores de los circuitos sintonizados en paralelo se representaron como resistencias en paralelo (R_p), siendo su valor aproximado:

$$R_p \approx Q_u \times X_l \quad (5.60)$$

Donde Q_u es el factor de mérito descargado el inductor, valor que se consideró aproximadamente igual a 100.

Las pérdidas en el inductor del circuito sintonizado en serie (Notch), se representaron mediante una resistencia en serie (R_s), siendo su valor aproximado:

$$R_s \approx \frac{Xl}{Qu} \quad (5.61)$$

Los valores obtenidos fueron:

- $R_p = 2968\Omega$
- $R_s = 0.297\Omega$

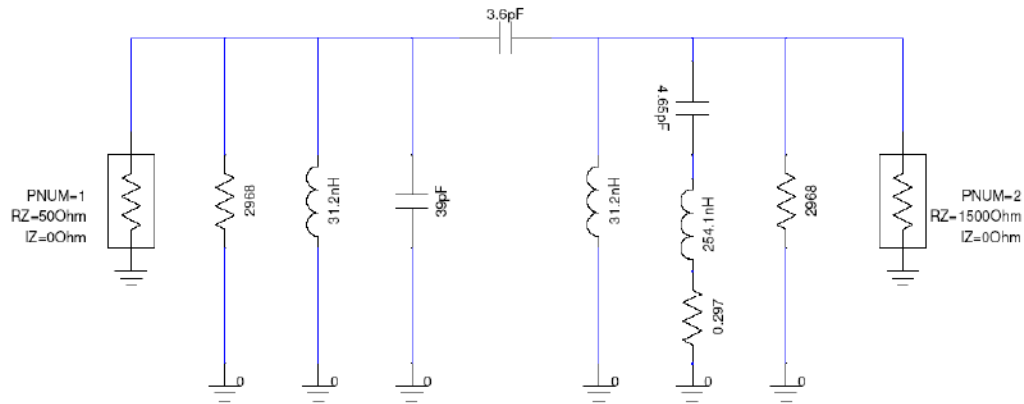


Figura 5.38: Filtro de Frecuencia Imagen modificado.

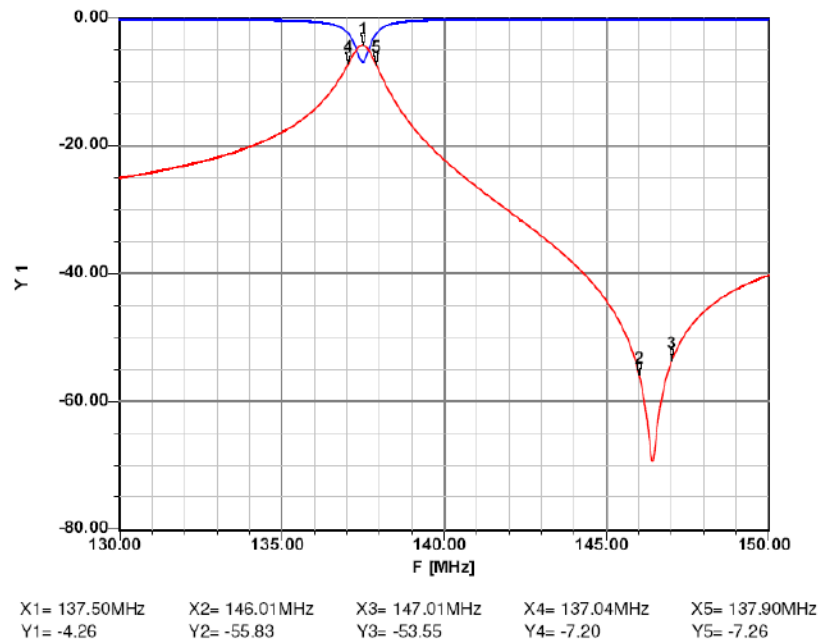


Figura 5.39: Perdida de inserción (rojo) y perdida de retorno (azul) del filtro de Frecuencia Imagen modificado.

En la figura 5.38 se muestra el circuito final del filtro, y en la figura 5.39 la simulación correspondiente. Se puede ver que en este caso el rechazo en la banda de frecuencias no deseada es mayor que 53,5 dB, las pérdidas de inserción en la banda de paso son menores a 7,2 dB, el ancho de banda pasante es de aproximadamente 1MHz y los valores de los componentes se pueden implementar en la práctica con elementos discretos.

Estos valores se consideraron satisfactorios y se pasó a la etapa de construcción de un prototipo del filtro, con el fin de realizar mediciones, para verificar que el comportamiento del mismo coincidiera con los valores de diseño. El prototipo para pruebas fue construido sobre una placa de circuito impreso estándar *FR4* como se puede ver en la figura siguiente. Como capacitor C_n (capacitor del Notch) se utilizó un trimmer para poder realizar un ajuste fino de la frecuencia donde se presenta el pico de atenuación.

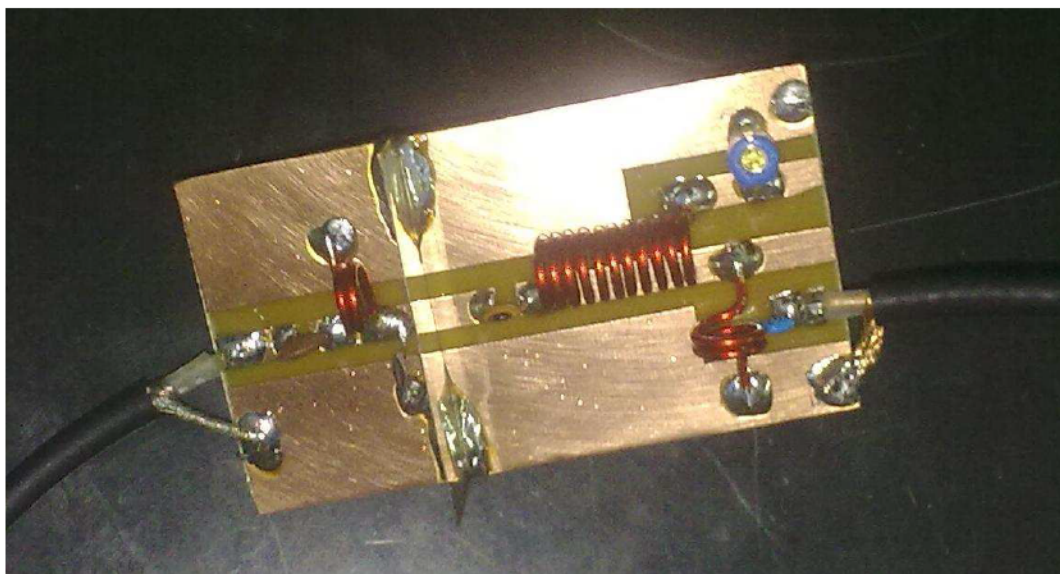


Figura 5.40: Prototipo del filtro de frecuencia imagen implementado para realizar mediciones.

5.5.3 Mediciones del Filtro

Para que el filtro opere correctamente debe estar cargado en su entrada y su salida con los valores de impedancia para los cuales se realizó el diseño. Esto representa un problema para poder medir la salida del filtro, ya que el valor de carga de diseño es de 1500Ω y los instrumentos de medida de potencia generalmente presentan impedancias de entrada de 50Ω . Se necesita entonces un instrumento con alta impedancia de entrada para poder realizar la medida, como por ejemplo un osciloscopio. Sin embargo, no contamos con un osciloscopio con el ancho de banda necesario, solo se dispone de un osciloscopio capaz de realizar medidas hasta los 20 MHz, valor mucho mas bajo que la frecuencia de trabajo del filtro.

Para resolver este inconveniente se implementó un circuito de medida conocido como *Detector a Diodo* [12], cuyo esquema se puede ver en la figura 5.41.

El detector a diodo es un elemento muy útil como indicador de potencia en radiofrecuencia, es capaz de detectar señales de una potencia tan pequeña como -70 dBm y su rango dinámico es de 100 dB ó mayor. Su uso cubre todo el espectro radioeléctrico, desde las audio frecuencias hasta los cientos de giga hertzios. El detector a diodo es un dispositivo de dos puertas cuya función es convertir la energía de corriente alternada que ingresa en una de sus puertas en un voltaje o una corriente continua a la salida de la otra puerta.

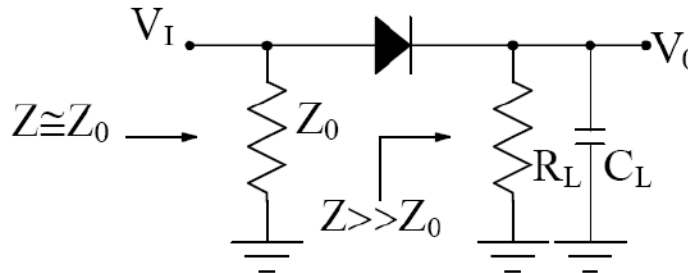


Figura 5.41: Detector a diodo.

En el esquema anterior Z_0 representa la impedancia de entrada del detector, que debe ser aproximadamente igual a la impedancia de la fuente de RF que se pretende medir (en nuestro caso Z_0 representa la impedancia de salida del filtro de frecuencia imagen). R_L es la impedancia de carga del detector y es igual a la impedancia de entrada del voltímetro que se utiliza para realizar la medición de la tensión continua de salida. C_L es un capacitor de carga, necesario para obtener el filtrado de la corriente rectificada.

V_i es la tensión que se desarrolla en la impedancia Z_0 al aplicar la potencia de RF que se desea medir y V_o es la tensión de salida de continua correspondiente a V_i .

El detector se implemento con un diodo 1N60 de germanio. Como capacitor de carga se utilizo un condensador de 10nF y se utilizo un voltímetro digital de algunos Megohms de resistencia de entrada para realizar las medidas.

Previamente a realizar las mediciones se calibró el detector utilizando el generador de RF. Para realizar la calibración se colocó en la entrada del detector una resistencia de 50Ω , actuando como Z_0 . De esta manera la entrada del detector queda adaptada con la salida del generador. Luego se realizó un relevamiento de la tensión de salida del detector, V_o , para valores de potencia de RF de entrada en un rango de -35 dBm a 20 dBm a una frecuencia de 137,5 MHz.

Si se realiza una grafica de $10 \times \log V_o$, en función de la potencia de entrada, figura 5.42, grafica azul, se pueden distinguir dos zonas de respuesta. Para valores de potencia por debajo de -10 dBm la curva presenta una pendiente de valor uno. Para estos valores el detector esta trabajando en la *zona cuadrática*. Para valores de potencia por arriba de -10 dBm la pendiente de la curva es la mitad de la anterior. Para estos valores el detector esta trabajando en la *zona lineal*.

Una vez calibrado el diodo se reemplaza Z_0 por una resistencia de 1500Ω para poder realizar la medición del filtro.

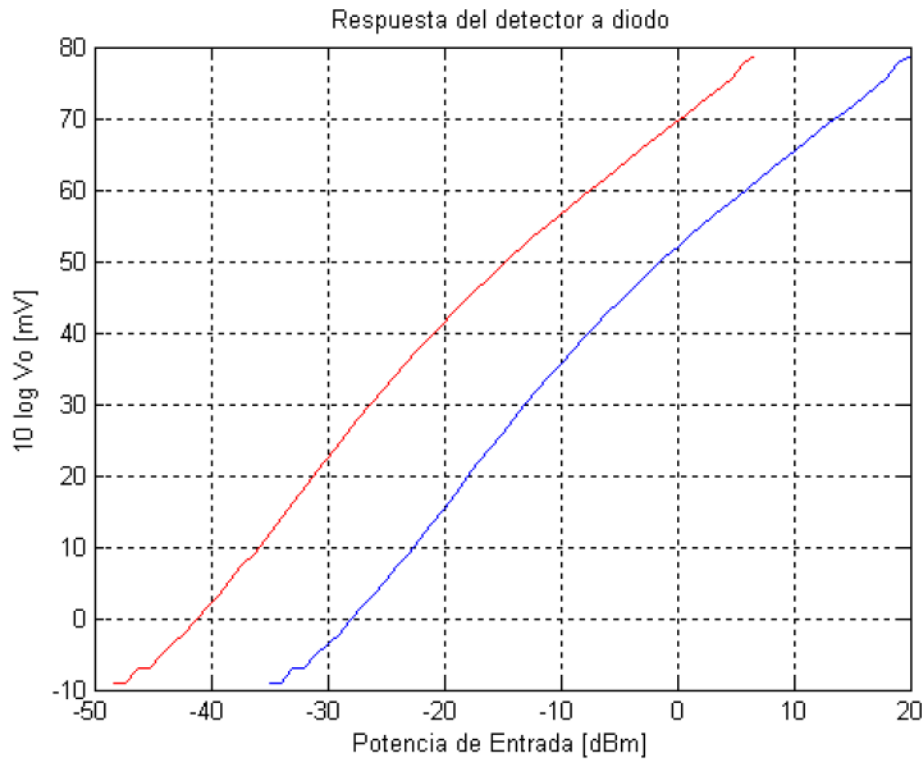


Figura 5.42: Respuesta del *Detector a Diodo*.

Se debe aplicar un factor de corrección a la curva relevada anteriormente ya que al cambiar Z_o cambia el valor de la potencia de entrada que produce la misma caída de tensión V_i . Si llamamos P_1 a la potencia de entrada que provoca una caída V_i sobre una resistencia de 50Ω , y llamamos P_2 a la potencia de entrada que provoca la misma caída V_i sobre una resistencia de 1500Ω tenemos:

$$P_i = \frac{V_i^2}{R} \quad (5.62)$$

$$P_1 \times 50 = V_i^2 = P_2 \times 1500$$

$$P_2 = P_1 \times \frac{50}{1500}$$

la misma relación expresada en dB:

$$10 \times \log P_2 \text{ [dBm]} = 10 \times \log P_1 \text{ [dBm]} + 10 \times \log \frac{50}{1500} \text{ [dB]}$$

$$10 \times \log P_2 \text{ [dBm]} = 10 \times \log P_1 \text{ [dBm]} - 14,77 \text{ [dB]} \quad (5.63)$$

Resulta que un valor de potencia 14,77 dB mas bajo produce la misma tensión de entrada al detector. La curva corregida para $Z_o = 1500\Omega$ se puede ver en la figura 5.42, grafica roja.

Luego se realizó la medida de la perdida de inserción del filtro conectando en la entrada del mismo el generador de RF y a la salida el detector a diodo con $Z_o = 1500\Omega$ para tener un valor de carga correcto. El valor de la pérdida de inserción esta dado por la diferencia entre la potencia de entrada y la potencia de salida expresada en dB. En la siguiente figura se puede ver una comparación entre la perdida de inserción medida (curva azul) y la simulada (curva verde).

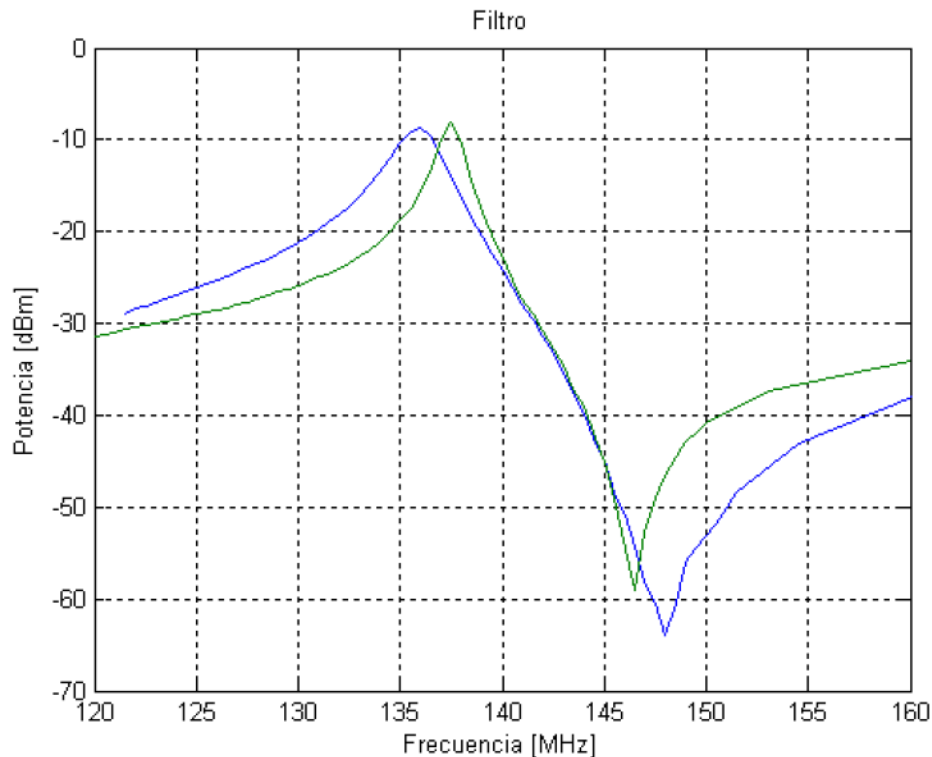


Figura 5.43: Medida de la perdida de inserción del filtro de frecuencia imagen (azul). En color verde se aprecia la simulación correspondiente.

Se realizó además otro ensayo para poder observar la curva de respuesta del filtro en el osciloscopio. Se conectó un *barredor de RF* en la entrada del filtro y se reemplazó el voltímetro digital en la salida del detector a diodo por el osciloscopio. El barredor es un generador que entrega una señal de RF de amplitud fija y frecuencia variable. Se lo configuró para que produzca un barrido entre 130MHz y 150MHz, entregando una potencia de -20 dBm. De esta manera el detector trabaja en la zona cuadrática entregando a su salida un valor de tensión proporcional a la potencia de RF que pasa por el filtro. En la figura 5.44 se puede ver la curva obtenida.

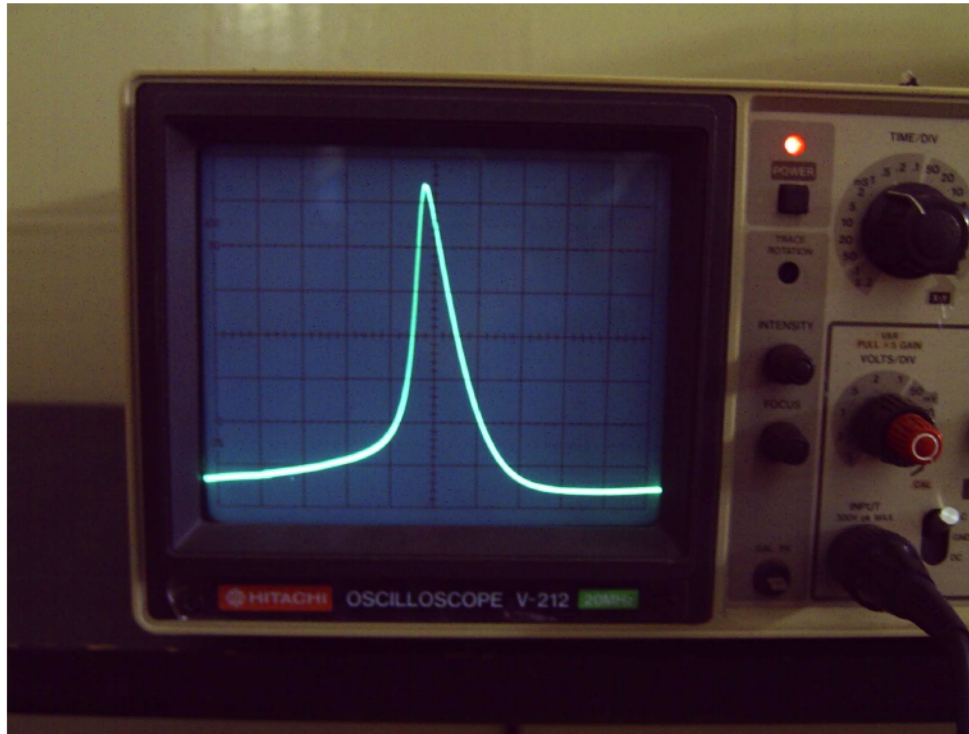


Figura 5.44: Respuesta del filtro de frecuencia imagen en un rango de frecuencias de 130MHz a 150MHz.

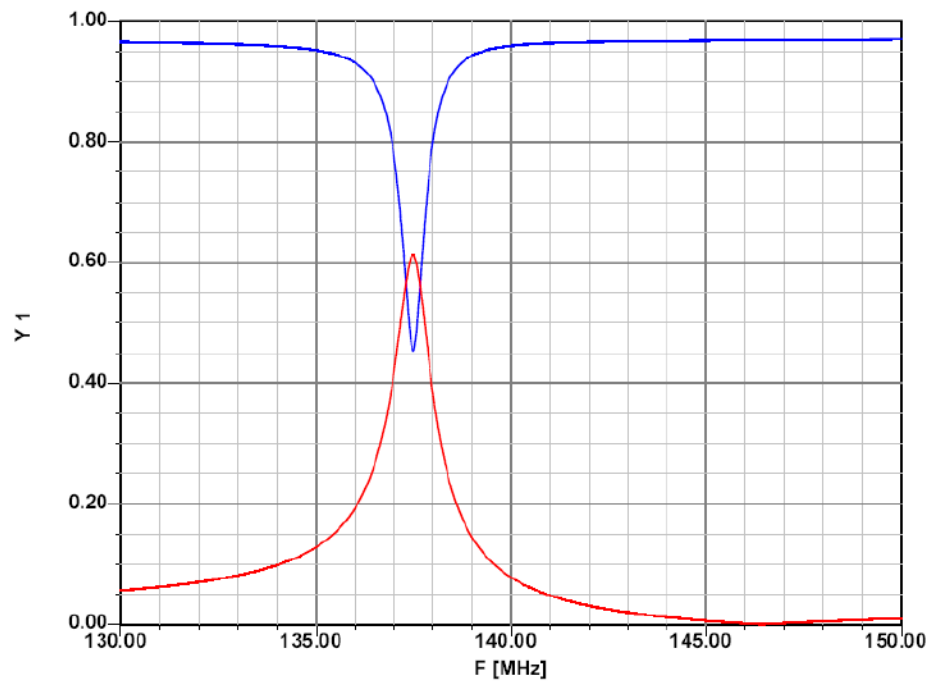


Figura 5.45: Perdida de inserción (rojo) y perdida de retorno (azul) del filtro de frecuencia imagen expresadas en veces.

Para poder realizar la comparación con la curva simulada se vuelve a graficar la curva de la figura 5.39 pero con los valores de potencia expresados en veces (en la figura 5.39 los valores de potencia son expresados en dB). El resultado se muestra en la figura 5.45, donde se puede ver la pérdida de inserción del filtro expresada en veces (curva roja).

5.6 Mezclador y Oscilador Local

Con anterioridad se hizo referencia a circuitos en los que se mezclan dos señales para producir frecuencias suma o resta deseadas, estos circuitos mezcladores son necesarios en el receptor superheterodino para convertir la señal incidente de *RF* en una frecuencia intermedia mas baja.

Para producir señales de frecuencias no presentes en las señales de entrada se requiere la utilización de un dispositivo *no lineal*. La *no linealidad* es esencial, ya que si el dispositivo fuera perfectamente lineal las señales de salida contendrían solo las frecuencias de las señales de entrada.

La figura 5.46 ilustra un mezclador sencillo formado por un dispositivo no lineal con dos tensiones de entrada $e_1(t)$ y $e_2(t)$ de diferentes frecuencias f_1 y f_2 , respectivamente.

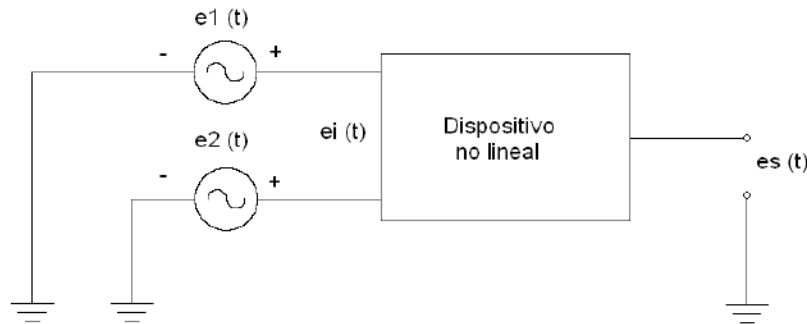


Figura 5.46: Dispositivo no lineal usado como mezclador.

En general, la relación entrada – salida de dicho dispositivo en el dominio del tiempo se puede expresar mediante la serie de Taylor:

$$e_s = a_0 + a_1 \times e_i + a_2 \times e_i^2 + a_3 \times e_i^3 + \text{términos restantes} \quad (5.64)$$

Donde a_0 es la componente de salida en reposo (componente de continua), y e_i representa la suma de los efectos de todas las señales de entrada. Si la entrada contiene solo una frecuencia, la no linealidad generará armónicas de esta frecuencia y alterará el valor de la componente de continua. Si se tienen varias frecuencias de entrada, se generarán frecuencias suma y diferencia así como armónicas. Las frecuencias suma y diferencia generadas por el termino cuadrático en (5.64) se llaman *productos de intermodulación de segundo orden*, las originadas por el termino cúbico, productos de *tercer orden*.

Un dispositivo de ley cuadrática es ideal para utilizar como mezclador ya que se produce el número mínimo de frecuencias indeseables. Si el dispositivo tiene como característica de transferencia:

$$e_s = a_0 + a_1 \times e_i + a_2 \times e_i^2 \quad (5.65)$$

y la entrada es:

$$e_i = A \cos \omega_1 t + B \cos \omega_2 t \quad (5.66)$$

donde $\omega_1 = 2\pi f_1$ y $\omega_2 = 2\pi f_2$. La tensión de salida se hace:

$$e_s = a_0 + a_1 A \cos \omega_1 t + a_1 B \cos \omega_2 t + a_2 A^2 \cos^2 \omega_1 t + a_2 B^2 \cos^2 \omega_2 t + 2a_2 AB \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t \quad (5.67)$$

Los tres primeros términos carecen de interés para la acción del mezclador. Mediante la igualdad trigonométrica:

$$a_2 A^2 \cos^2 \omega_1 t = \frac{a_2}{2} A^2 (1 + \cos 2\omega_1 t) \quad (5.68)$$

Se ve que los términos cuarto y quinto representan una componente de continua y segundas armónicas de las frecuencias de entrada. El término final en (5.67), llamado *termino producto*, da la salida deseada:

$$2a_2 AB \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t = a_2 AB [\cos(\omega_1 - \omega_2) t + \cos(\omega_1 + \omega_2) t] \quad (5.69)$$

Se puede ver que las amplitudes de las componentes de frecuencias suma y diferencia son proporcionales al producto $A \times B$ de las amplitudes de las señales de entrada.

En el mezclador del receptor solo se desea la componente de salida de frecuencia diferencia o suma, por lo que deben eliminarse las componentes de frecuencias originales, las armónicas y su suma mediante filtrado.

Si los términos $a_1 A$ y $a_1 B$ de la expresión (5.67) son ambos distintos de cero, el mezclador se denomina *no balanceado*. En este caso las señales de entrada de *RF* y *oscilador local (OL)*, están presentes en la salida del mezclador.

Si uno de los términos $a_1 A$ o $a_1 B$ de la expresión (5.67) es igual a cero, el mezclador se denomina *simple balanceado*. En este caso una de las señales de entrada, *RF* u *OL*, están presentes en la salida del mezclador.

Si los términos $a_1 A$ y $a_1 B$ de la expresión (5.67) son ambos iguales a cero, el mezclador se denomina *doble balanceado* y ninguna de las señales de entrada, *RF* u *OL*, están presentes en la salida del mezclador.

Los parámetros que se utilizan comúnmente para caracterizar a un mezclador son su ganancia (o pérdida), su cifra de ruido, el aislamiento, que representa la cantidad de “fuga” entre los puertos del mezclador, la compresión de conversión que se refiere al nivel de potencia de entrada de *RF* arriba de la cual la curva de potencia de salida de *FI*

vs. potencia de entrada de RF se desvía de la linealidad, el rango dinámico y el punto de intercepción de tercer orden [13].

5.6.1 El Circuito Integrado SA602

El mezclador se implementó con el circuito integrado *SA602* de *Philips*. Este integrado es un mezclador doble balanceado de baja potencia para VHF, contiene en la misma pastilla un amplificador de la señal de entrada y un oscilador capaz de trabajar hasta 200 MHz. El mezclador es una *Celda de Gilbert* configurada como multiplicador analógico que provee una ganancia típica de 18 dB y es capaz de trabajar hasta los 500 MHz.

En las siguientes figuras se muestran un diagrama en bloques del circuito integrado que indica además la configuración de los pines de conexión, y una tabla que indica sus principales características [14]:

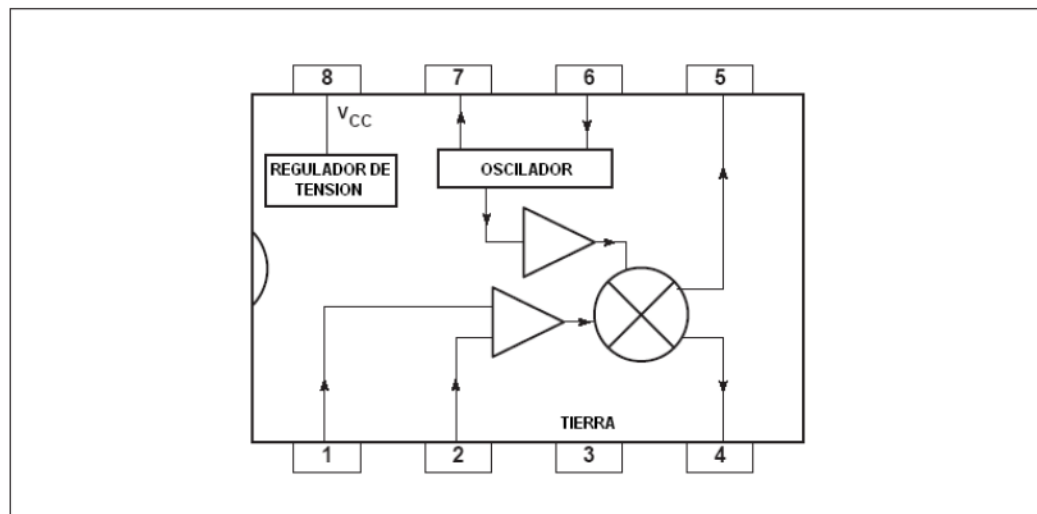


Figura 5.47: Diagrama en bloques del circuito integrado *SA602*.

AC/DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_{CC} = +6V$, $T_A = 25^\circ C$; unless otherwise stated.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	LIMITS			UNITS
			SA602A			
			MIN	TYP	MAX	
V _{CC}	Power supply voltage range		4.5		8.0	V
	DC current drain			2.4	2.8	mA
f _{IN}	Input signal frequency			500		MHz
f _{OSC}	Oscillator frequency			200		MHz
	Noise figure at 45MHz			5.0	5.5	dB
	Third-order intercept point	RF _{IN} = -45dBm; f ₁ = 45.0MHz f ₂ = 45.06MHz		-13	-15	dBm
	Conversion gain at 45MHz		14	17		dB
R _{IN}	RF input resistance		1.5			kΩ
C _{IN}	RF input capacitance			3	3.5	pF
	Mixer output resistance	(Pin 4 or 5)		1.5		kΩ

Tabla 5.3: Principales características del circuito integrado *SA602*.

Observando la tabla 5.3 vemos que el integrado posee un muy buen desempeño ya que la cifra de ruido es baja, típicamente de 5dB a 45MHz y tiene un punto de intercepción de tercer orden de -15 dBm referenciado a la entrada en condiciones de adaptación (sin embargo se recomienda no superar un nivel de señal de entrada de -25dBm) [16]. La impedancia del puerto de entrada es de 1500Ω en paralelo con una capacidad de 3pf, la impedancia del puerto de salida es de 1500Ω . La tensión máxima de alimentación del integrado es de 8 voltios y el consumo de corriente es de aproximadamente 3 miliamperes.

En la figura 5.48 se puede observar como está compuesto el mezclador doble balanceado, un par de amplificadores diferenciales interconectados en forma cruzada, $Q1/Q2$ con $Q5$ como fuente de corriente y $Q3/Q4$ con $Q6$ como fuente de corriente. Esta configuración es conocida como *Celda de Transconductancia de Gilbert*, y presenta características particulares [15], que la hacen ideal para trabajar como conversor de frecuencia: suprime las entradas de *RF* y *Oscilador Local (OL)*, las cuales no aparecen en la salida. En la practica, las señales de salida que se observan son $RF+OL$ y $RF-OL$ con gran amplitud, RF o OL muy disminuidas por la acción del mezclador doblemente balanceado y también se observan algunos productos armónicos de pequeña amplitud.

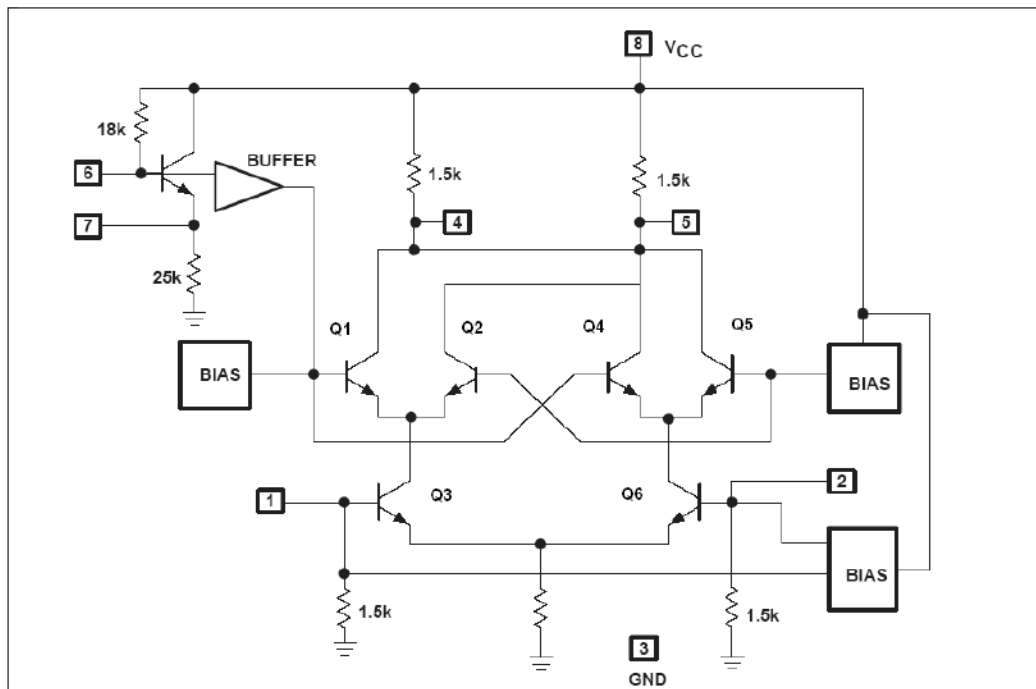


Figura 5.48: Circuito equivalente del integrado SA602.

El circuito integrado se alimentó con una tensión continua regulada de 5 Voltios. Para ello se utilizó un regulador de tensión 78L05 implementado como se puede ver en la figura (5.51). La inductancia en serie conectada entre el integrado y el regulador de tensión, junto con los capacitores a tierra cumplen la función de desacoplar posibles fugas de *RF* hacia la fuente.

El puerto de entrada de RF del mezclador, los pines 1 y 2 del integrado, conforman una entrada balanceada. Este puerto se conectó directamente a la salida del *filtro de frecuencia imagen*, en forma desbalanceada, mediante un capacitor de desacople de continua y entrando por el pin 1. La otra entrada del puerto, el pin 2, se conectó a tierra mediante un capacitor de pequeño valor como recomienda la hoja de datos del dispositivo. El *filtro de frecuencia imagen* fue diseñado para trabajar con la impedancia del puerto de entrada del mezclador como impedancia de carga (1500Ω).

Al igual que el puerto de entrada, el puerto de salida del mezclador se puede usar en forma balanceada o desbalanceada. Este puerto está conformado por los colectores acoplados en forma cruzada de las dos ramas de la *celda de Gilbert* y se conectan al exterior del integrado a través de los pines 4 y 5. En general se utiliza la salida en forma desbalanceada empleando para ello cualquiera de los dos pines, dejando sin conexión el pin restante. Finalmente el puerto de salida, a través del pin 5, se conectó al filtro de frecuencia intermedia mediante un transistor que adapta las impedancias. El circuito de adaptación se analiza junto con el *filtro de frecuencia intermedia* en una sección posterior del presente informe.

5.6.2 Oscilador Local

El oscilador local del receptor se implementó aprovechando el oscilador interno del *SA602*. En la figura 5.49 vemos las distintas configuraciones en las que se puede usar: oscilador a cristal trabajando en modo fundamental, oscilador a cristal trabajando en sobretono, oscilador LC en configuración *Colpitts* y oscilador LC en configuración *Hartley*.

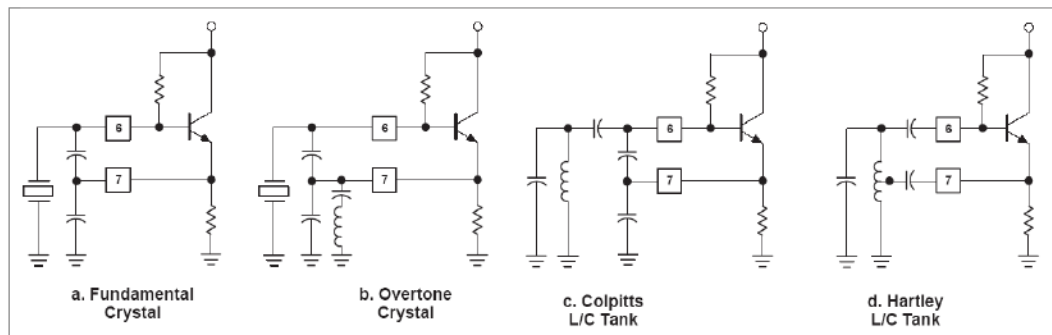


Figura 5.49: Distas configuraciones del oscilador interno del circuito integrado *SA602*.

Los circuitos con cristales se descartaron ya que es necesario variar la frecuencia del oscilador local. Se eligió trabajar con un tanque LC y el oscilador trabajando en configuración *Colpitts*, ya que según la hoja de datos del dispositivo es la que ofrece las mejores propiedades de estabilidad en frecuencia, si se elijen los componentes adecuados. En esta configuración, la red de realimentación del oscilador consiste en un divisor de tensión capacitivo formado por los capacitores $C1$ (colocado entre el pin 7 y tierra) y $C2$ (colocado entre los pines 6 y 7).

Como capacitor del tanque se usó un diodo *varicap* o *varactor* controlado por tensión [17] para poder variar la frecuencia de oscilación y permitir la sintonía del receptor, ver figura 5.51. En este tipo de dispositivos, la capacitancia de la juntura es función del potencial inverso aplicado a través del diodo. Esto provoca que la frecuencia de oscilación del circuito resonante sea una función de la tensión inversa aplicada V_t .

El dispositivo seleccionado fue el *varactor* BB109. En la figura 5.50 se puede ver como varía la capacidad del diodo en función de la tensión inversa aplicada. En ella se observa que como capacidad media podemos tomar $C_d=25\text{pf}$, correspondientes a una tensión inversa aplicada $V_r=4V$. También podemos apreciar en la figura la gran linealidad que presenta el dispositivo elegido.

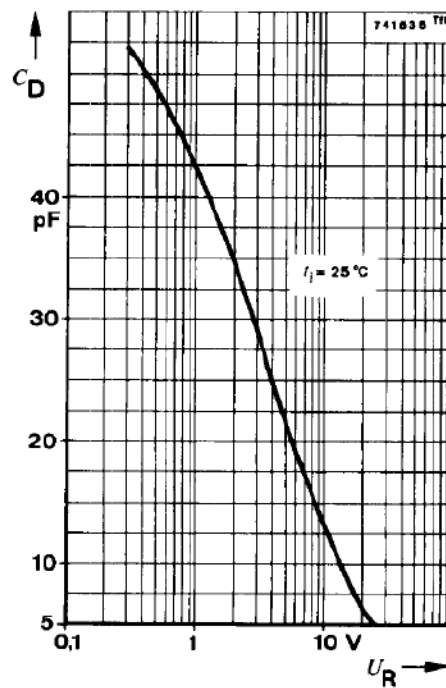


Figura 5.50: Capacidad del Varactor BB109 en función de la tensión inversa aplicada.

La frecuencia de operación del oscilador queda determinada por la frecuencia de resonancia del circuito tanque conformado por el diodo varicap y el inductor L , y está dada por la expresión:

$$f [\text{Hz}] = \frac{1}{2\pi\sqrt{LCd}} \quad (5.70)$$

Para el cálculo de la inductancia L se tomó como frecuencia de trabajo la central del rango que se desea cubrir, $f_c=142\text{MHz}$ y el valor de capacidad media Cd , dando como resultado una inductancia de 50nH .

Los valores de los capacitores que conforman la red de realimentación son críticos y se pueden calcular aproximadamente con [15]:

$$C1 = \frac{100}{\sqrt{f[\text{MHz}]}} [pF] \quad (5.71)$$

$$C2 = \frac{1000}{f[\text{MHz}]} [pF] \quad (5.72)$$

Estos capacitores también fueron calculados para una frecuencia de trabajo central del oscilador, 142MHz , resultando $C1 = 8,4\text{pf}$ y $C2 = 7\text{pf}$.

Cuando se opera por arriba de los 100MHz , el oscilador podría no arrancar si el factor de merito (Q) del circuito resonante de sintonía es demasiado bajo. Para solucionar este inconveniente la hoja de datos del dispositivo recomienda colocar un resistor de $22\text{k}\Omega$ desde el pin 7 a tierra para incrementar la corriente de polarización del transistor oscilador.

El circuito final del oscilador se puede ver en la siguiente figura. Los valores del resto de los componentes que no fueron mencionados hasta aquí vienen determinados en las notas de aplicación que proporciona el fabricante del *SA602*.

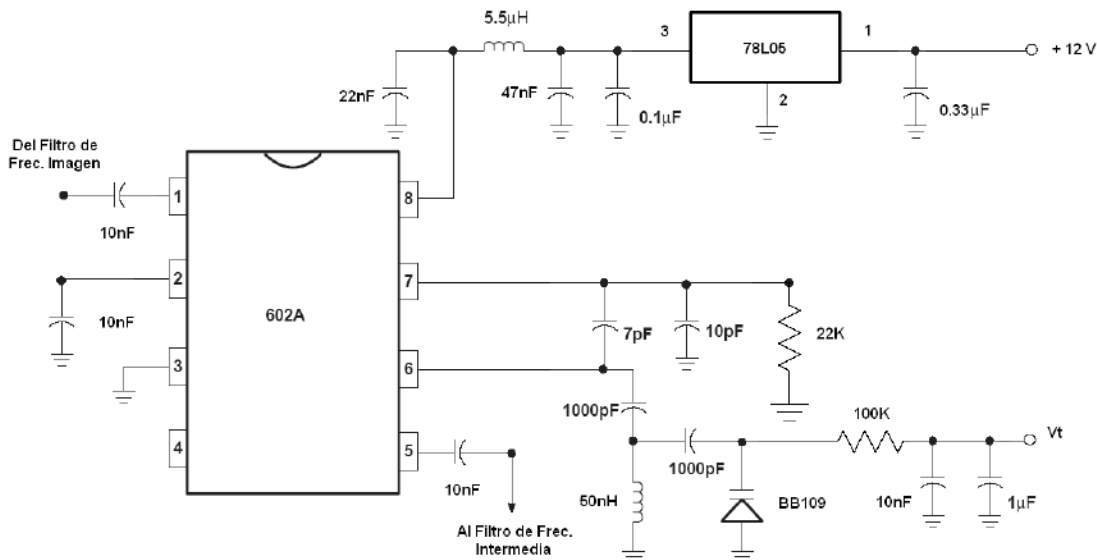


Figura 5.51: Implementación del mezclador y oscilador local del receptor con el circuito integrado *SA602*.

Con esta implementación del oscilador local se logro un rango de frecuencias de trabajo desde 110MHz para $V_t=1V$ hasta 200MHz para $V_t=9V$, cumpliendo holgadamente con el requerimiento de diseño. Además se destaca que el circuito presenta una elevada estabilidad en frecuencia, difícil de lograr si no se trabaja con cristales o se sintetiza digitalmente la señal (PLL).

5.7 Filtro de Frecuencia Intermedia

El filtro de frecuencia intermedia es un elemento crucial en cualquier receptor ya que prácticamente es el elemento que determina la *selectividad* del mismo. Además de esto tiene influencia directa en la *sensibilidad* que se puede lograr, como se analizó en el capítulo 3. Por estos motivos la elección del filtro debe ser realizada con cuidado.

Como se analizo anteriormente, para que se pueda recuperar la información de una señal modulada en frecuencia sin distorsión es necesario dejar pasar a través del filtro de frecuencia intermedia un ancho de banda dado por la regla de Carson (ecuación 3.26). Teniendo en cuenta además las consideraciones de corrimiento de la portadora por efecto Doppler discutidas también en el capítulo 3, se concluyo que el ancho de banda mínimo del filtro de frecuencia intermedia debe ser de 48KHz.

El valor máximo del el ancho de banda del filtro de frecuencia intermedia que se podría tomar es mas complicado de determinar. Sabemos a través de la ecuación 5.1 que afecta directamente a la sensibilidad del receptor. Podríamos entonces fijar un valor de sensibilidad requerida e intentar calcular el ancho de banda máximo de frecuencia intermedia, pero como vemos en la ecuación necesitamos conocer la cifra de ruido del receptor, parámetro que es difícil de medir y del cual solo contamos con una estimación.

Por otro lado, el número obtenido correspondería al ancho de banda de ruido del filtro de frecuencia intermedia y no al valor del ancho de banda de 3dB, por lo que deberíamos realizar una nueva estimación.

Para tomar una decisión se recurrió a la referencia [20] donde se menciona que para obtener una recepción optima en sistemas APT, se recomienda fijar el ancho de banda del filtro de frecuencia intermedia entre 50KHz y 80KHz.

Por otro lado, el filtro debe tener un corte abrupto y debe exhibir linealidad de fase en la banda de paso. Este es un requerimiento particular de los sistemas de frecuencia modulada, ya que en tales sistemas la distorsión de fase es la contraparte de la distorsión de amplitud en un sistema de amplitud modulada [13]. La distorsión se produce cuando las relaciones de fase relativas entre la portadora de FM y las bandas laterales se alteran estorbando la recuperación exacta de la forma de onda moduladora.

Teniendo en cuenta lo dicho hasta el momento se decidió utilizar el filtro cerámico *SFT4.5MA* de MURATA (o su equivalente *LTT4.5MA* de TOKEN). En la tabla 5.4 se pueden ver las características principales del filtro [19].

La frecuencia central de trabajo del filtro es de 4,5MHz. (En base a este dato se determinó el valor de trabajo de frecuencia intermedia del receptor). Su ancho de banda de 3dB es de 80KHz y su perdida de inserción es de 10dB.

Se decidió emplear este filtro ya que está especialmente diseñado para las etapas de audio de los receptores de TV y VCR que trabajan con la norma PAL-N, que es la que se utiliza en nuestro país, por lo que el filtro es fácil de conseguir. Recordemos que las etapas de sonido de los equipos mencionados utilizan modulación en frecuencia, y estos filtros se diseñada para obtener alta fidelidad en los receptores, por lo que el requerimiento de linealidad de fase en la banda pasante esta cubierto.

LTT High-Selectivity Series for TV/VCR Stage (Murata SFT Series Compatible) 4.5 MHz ~ 6.74 MHz

Ceramic Filter LTT MA Series Technical Characteristics						
Part Number	Nominal Center Frequency (fo) (MHz)	3dB Band Width (kHz) min	20dB Band Width (kHz) max	Insert Loss (dB) max	Spurious Attenuation (dB) min	Input/Output Impedance (Ω)
LTT4.5MA	4.500	fo \pm 40	370	10.0	40(4.5 ^{+0.8} _{-1.0} MHz)	1000
LTT4.72MA	4.724	fo \pm 40	370	10.0	40(4.72 ^{+0.8} _{-1.0} MHz)	1000
LTT5.5MA	5.500	fo \pm 50	350	9.0	40(5.5 \pm 1MHz)	600
LTT5.74MA	5.742	fo \pm 50	350	9.0	50(5.74 \pm 1MHz)	600
LTT6.0MA	6.000	fo \pm 50	400	9.0	50(6.0 \pm 1MHz)	470
LTT6.25MA	6.250	fo \pm 50	400	9.0	50(6.25 \pm 1MHz)	470
LTT6.5MA	6.500	fo \pm 50	400	9.0	50(6.5 \pm 1MHz)	470
LTT6.74MA	6.742	fo \pm 50	400	9.0	50(6.74 \pm 1MHz)	470

Tabla 5.4

LTT MA Series Characteristics

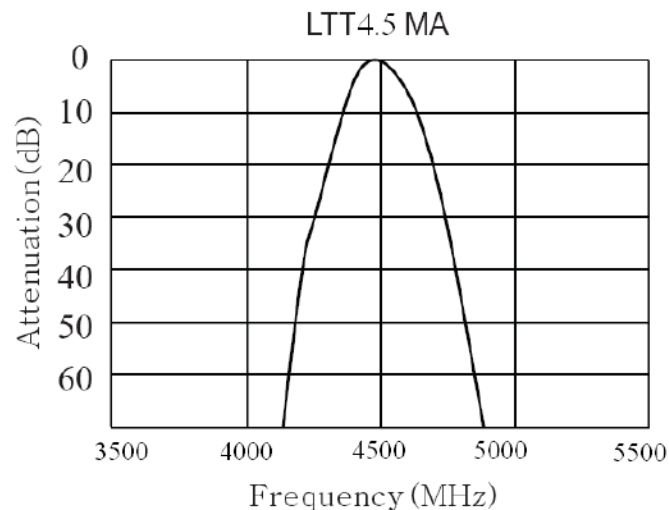


Figura 5.52: Atenuación del filtro de frecuencia intermedia en función de la frecuencia. Se pueden observar las características de corte abrupto del filtro.

Estos filtros tienen un alto Q lo que permite obtener alta selectividad. Empleando solo uno de estos filtros se obtiene la misma selectividad que usando dos o tres etapas con transformadores de frecuencia intermedia. Otra ventaja es que como trabajan empleando resonancia mecánica [18], no son afectados por corrientes o campos de circuitos adyacentes y además de todo esto no requieren ningún ajuste ya que las características de paso de banda quedan fijas al construirse el filtro.

Para un correcto funcionamiento es imperativo que el filtro esté cargado con las impedancias de entrada y salida especificadas por el fabricante [18]. Las impedancias de entrada y de salida del filtro son de 1000Ω , como podemos ver en la tabla 5.4.

Para adaptar las impedancias de la etapa previa (salida del mezclador) con la impedancia de entrada del filtro, se utilizó un transistor trabajando en configuración *emisor común*, ver figura 5.53.

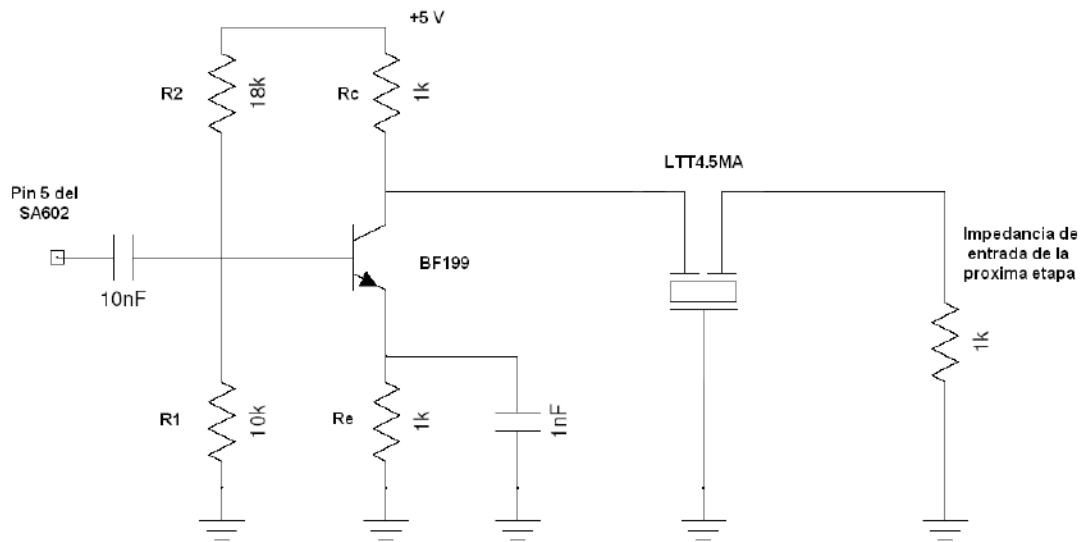


Figura 5.53: Implementación del filtro de frecuencia intermedia con resonador cerámico.

BF199

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted) (Continued)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
ON CHARACTERISTICS					
DC Current Gain ($I_C = 7.0\text{ mA}$, $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$)	h_{FE}	40	85	—	—
Base-Emitter On Voltage ($I_C = 7.0\text{ mA}$, $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$)	$V_{BE(on)}$	—	770	900	mVdc
SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS					
Current Gain — Bandwidth Product ($I_C = 5.0\text{ mA}$, $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$, $f = 100\text{ MHz}$)	f_T	400	750	—	MHz
Common Emitter Feedback Capacitance ($V_{CB} = 10\text{ Vdc}$, $I_E = 0$, $f = 1.0\text{ MHz}$)	C_{re}	—	0.25	0.35	pF
Noise Figure ($I_C = 4.0\text{ mA}$, $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$, $R_S = 50\Omega$, $f = 35\text{ MHz}$)	N_f	—	2.5	—	dB

Tabla 5.5

El transistor seleccionado fue el *BF199*, debido a que es un transistor diseñado para trabajar como amplificador en etapas de frecuencia intermedia de video, tiene bajo nivel de ruido, es fácil de conseguir y es barato. Su frecuencia de corte típica es de 750MHz. Como la etapa adaptadora trabaja a 4,5MHz podemos utilizarlo sin ningún problema. En la tabla 5.5 podemos apreciar las principales características del *BF199*.

Teniendo en cuenta que la frecuencia de trabajo está muy por debajo de la frecuencia de corte del transistor, se puede realizar un análisis de la etapa empleando el modelo π – *Hibrido Simplificado* como aproximación de pequeña señal.

Para analizar la polarización del transistor se puede emplear el esquema de la figura 5.54 ya que solo se analiza el comportamiento en continua, los valores de V_{th} y R_{th} están dados por:

$$V_{th} = V_{cc} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$R_{th} = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$$

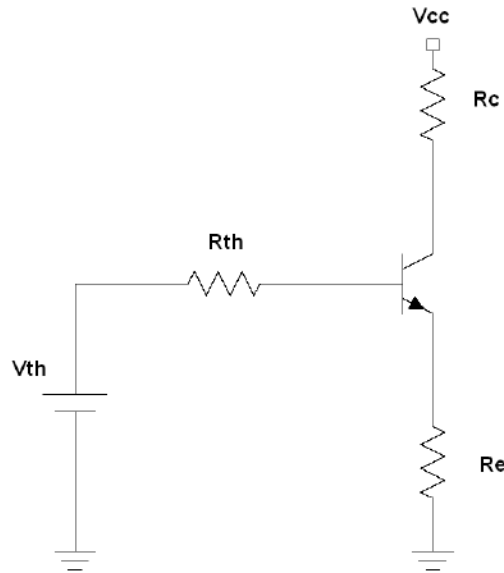


Figura 5.54: Circuito simplificado de la etapa adaptadora de impedancias usado para calcular los componentes de polarización en continua del transistor.

Teniendo en cuenta además que cuando un transistor de silicio se polariza en la zona activa de trabajo, como en este caso, la tensión base – emisor es de $V_{be}=0,7V$, podemos operar sobre el circuito de la figura 5.54 y obtener la siguiente ecuación de malla:

$$V_{th} - I_b \times R_{th} - 0,7 - R_e(\beta + 1) \times I_b = 0$$

De la ecuación anterior se puede despejar el valor de la corriente de base I_b , y luego con este valor se puede calcular la corriente de colector I_c , parámetro necesario para realizar el análisis en pequeña señal:

$$I_c = \beta \times I_b$$

Tomando el valor de la ganancia estática de corriente típica $\beta=85$, de la tabla 5.x, y para los valores de resistencias elegidos, los valores calculados son:

- $V_{th}=1,785V$
- $R_{th}=6428,6\Omega$
- $I_b=0,0117mA$
- $I_c=1mA$

Una vez hallada la corriente de colector se puede plantear el circuito equivalente de pequeña señal reemplazando al transistor por su modelo π – *Hibrido Simplificado*, en el cual se despreciaron las capacidades parasitas ya que estas se utilizan para estudiar la respuesta en alta frecuencia. Ver figura 5.55.

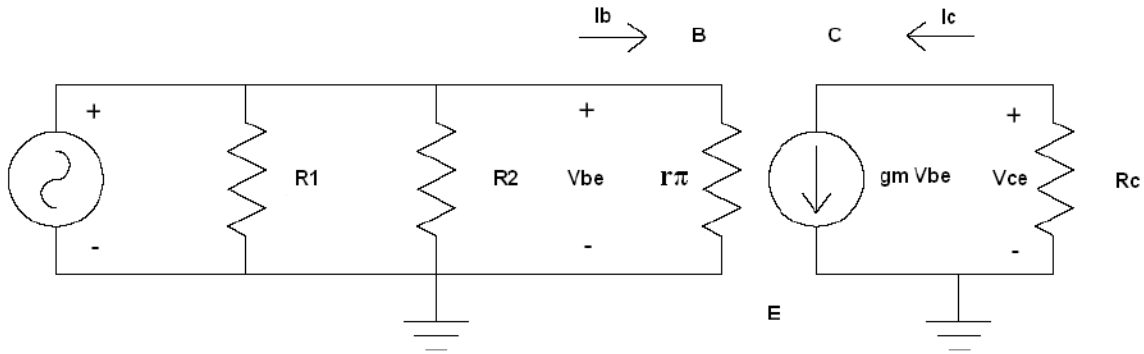


Figura 5.55: Modelo utilizado para realizar el análisis de pequeña señal de la etapa adaptadora de impedancias.

Los parámetros del modelo π – *Hibrido* del transistor son la *transconductancia* g_m , y la *resistencia de entrada* r_{π} . Ambos parámetros depende del punto de operación del transistor y se definen de la siguiente manera:

$$g_m = \frac{I_c}{V_t}$$

$$r_{\pi} = \frac{\beta V_t}{I_c} = \frac{\beta}{g_m}$$

Siendo I_c la corriente de colector de polarización del transistor, ya calculada anteriormente y V_t tiene un valor de 0.026V a temperatura ambiente.

Como podemos apreciar en el modelo de pequeña señal, la impedancia de salida queda determinada por R_c , y la de entrada por el paralelo de R_1 , R_2 y r_π . La resistencia de emisor R_e no aparece en el modelo ya que el capacitor de $1\mu f$ pone a tierra el emisor para alterna. Dicha resistencia solo cumple funciones de polarización del transistor.

$$Z_o = R_c$$

$$Z_i = R_{th} // r_\pi$$

Para realizar el diseño se fijó la resistencia de colector en el valor de la impedancia de entrada del filtro cerámico *LTT4.5MA* (1000Ω), para lograr cargar al filtro con la impedancia requerida. Luego se trabajo sobre R_1 , R_2 y R_e hasta lograr un valor de impedancia de entrada compatible con la salida de la etapa anterior, con el fin de lograr la adaptación.

Las ganancias de tensión, corriente y potencia de la etapa adaptadora están dadas por:

$$A_v = \frac{V_{ce}}{V_{be}} = -g_m \times R_c.$$

$$A_i = \beta$$

$$A_p = A_v \times A_i$$

El signo negativo en la ecuación que da la ganancia de tensión indica inversión de fase de la salida con respecto a la entrada

Para los valores de R_1 , R_2 , R_c y R_e elegidos, ver figura 5.3, los valores de impedancias de entrada y salida y las ganancias de tensión, corriente y potencia de la etapa adaptadora resultaron:

- $Z_i = 1645\Omega$
- $Z_o = 1000\Omega$
- $A_v = 38 \text{ veces}$
- $A_i = 85 \text{ veces}$
- $A_p = 3230 \text{ veces} \equiv 35dB$

De esta manera se logro adaptar la salida del mezclador ($Z_o = 1500\Omega$) con la entrada del filtro cerámico *LTT4.5MA*, obteniendo además una ganancia neta de potencia de la etapa de filtrado de $25dB$ (recordar que el filtro cerámico introduce $10dB$ de perdida).

La salida del filtro cerámico queda cargada con la impedancia requerida ya que la impedancia de entrada de la etapa siguiente, el amplificador de frecuencia intermedia, presenta un valor de 1000Ω , como se vera oportunamente.

5.8 Amplificador de Frecuencia Intermedia, Limitador y Demodulador.

La función del amplificador de *frecuencia intermedia* es la de elevar el nivel de potencia de la señal de *FI* a un valor adecuado para que pueda ser procesada por el *demodulador* o *detector*.

El *detector de FM* es, básicamente, un circuito que entrega una tensión proporcional a la diferencia entre una frecuencia de referencia y la frecuencia de una señal de entrada.

El detector se ajusta de tal manera que la tensión de salida tenga la misma magnitud, aunque con polaridad opuesta, para frecuencias de entrada igualmente espaciadas arriba y debajo de la de referencia.

Como se analizará oportunamente la mayoría de los detectores, además de ser sensibles a las variaciones de frecuencia o fase, también responden a las variaciones de amplitud de la señal de *FI*. Por este motivo es necesario limitar la amplitud de las señales de *FI* antes de la detección. Esta función es realizada por el *limitador*.

La mayoría de los detectores comerciales de *FM* son circuitos integrados que contienen también varias etapas de amplificación de *frecuencia intermedia* incluidas en el mismo encapsulado. Las especificaciones del detector publicadas por el fabricante listan las tensiones de entrada requeridas para diversas características de salida, tales como decibeles de reposo, relación señal ruido, salida de audio recuperada y limitación.

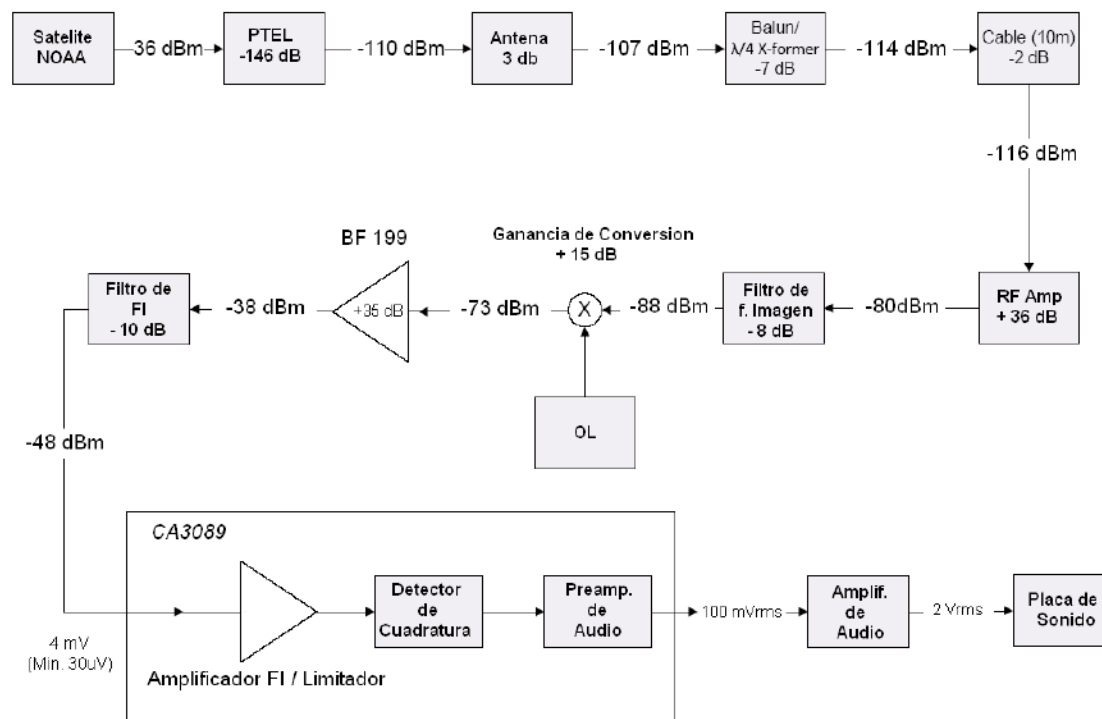


Figura 5.56: Mapa de la distribución de potencia del receptor.

La potencia de señal de entrada mínima para la operación satisfactoria del detector, y la potencia de entrada disponible, procedente de la antena, bajo las condiciones de señal mínima deseada, determinan la *ganancia global* requerida entre el terminal de antena y el detector.

Al realizar el diseño del sistema se debe prorratear esta ganancia entre el amplificador de *RF* (*LNA*), el mezclador y la cadena de *frecuencia intermedia*, ver figura 5.56.

Con el fin de implementar el demodulador del receptor se analizaron tres circuitos integrados, el *TBA120*, el *TD7000*, y el *CA3089*. Con los tres se implementaron placas experimentales que funcionaron como amplificadores de *FI* y demoduladores de *FM*. Con los tres circuitos integrados se obtuvieron resultados similares, pero finalmente se optó por elegir el *CA3089* ya que además de contener en el encapsulado bloques de amplificación de *FI*, limitador y detector de *FM*, como los otros integrados, este incorpora bloques extra entre los que se encuentra un indicador de nivel de potencia de señal recibida (*RSSI* o *Recived Signal Strenght Indicator*). Este indicador de nivel de señal puede ser útil en el caso de utilizar antenas direccionales para propósitos de seguimiento del satélite.

5.8.1 El Circuito Integrado CA3089

El *CA3089* es un subsistema de *frecuencia intermedia* de *FM* de *INTERSIL*. El integrado provee todas las funciones que comprenden un sistema de *FI* de *FM*, incluye un amplificador/limitador de *FI* de tres etapas con detectores de nivel de señal para cada etapa, un detector de *FM* de cuadratura doble balanceado y un preamplificador de audio. Además incorpora circuitos específicos para implementar un *control automático de frecuencia* (*AFC*), *control automático de ganancia* (*AGC*), *circuito de silenciamiento* (*Squelch*) y un *circuito indicador de sintonía* (*RSSI*) [21].

Las principales características del *CA3089* son:

- Operación entre 8.5 y 16 Voltios.
- Está diseñado para operar en alta fidelidad, la distorsión es una función de la linealidad de fase de la bobina externa del detector de cuadratura.
- Sensibilidad de limitación a -3 dB típica de 12 μ V.
- Alto nivel de audio recuperado, 400mV típicos.
- La impedancia de entrada del amplificador de *FI* se setea mediante una resistencia externa.

En las siguientes figuras se muestran la configuración de los pines de conexión, el diagrama en bloques del circuito integrado y una tabla que indica sus principales características de funcionamiento en continua y dinámicas [21]:

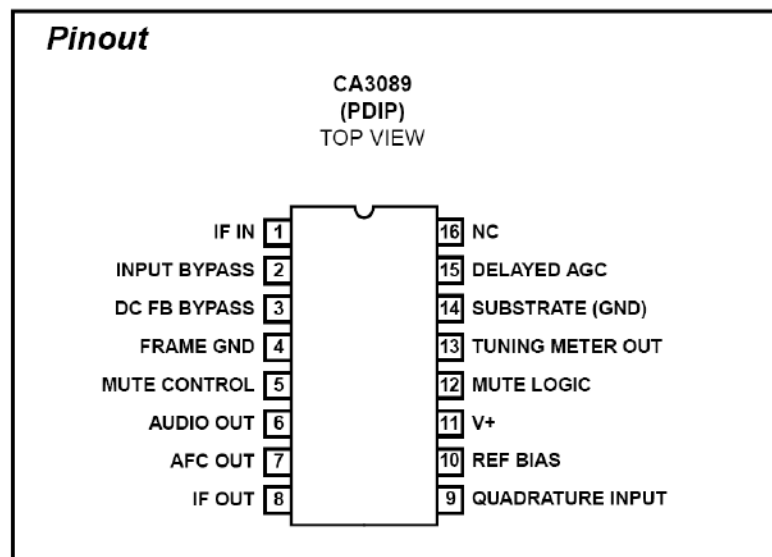


Figura 5.57: Detalle de asignación de los pines del CA3089

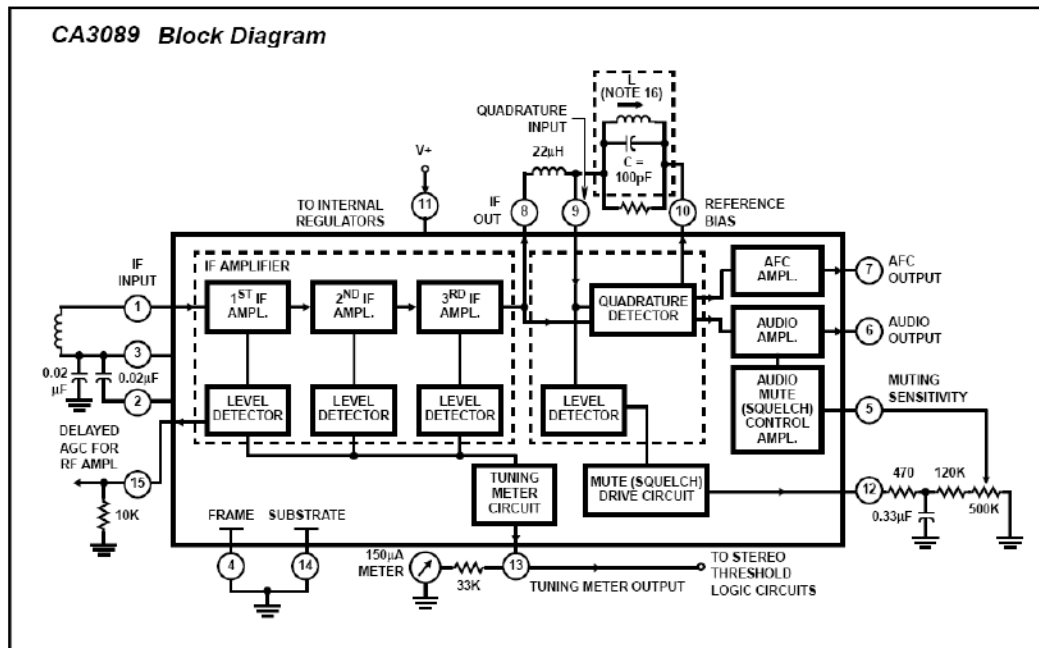


Figura 5.58: Diagrama de bloques funcionales del circuito integrado CA3089.

Electrical Specifications								
V _t = 12V								
(NOTE 3) PARAMETER		TEST CONDITIONS		TEMP. (°C)	MIN	TYP	MAX	UNITS
DC CHARACTERISTICS								
Quiescent Circuit Current		No signal input, Non muted		25	16	23	30	mA
DC Voltages	Terminal 1 (IF Input)			25	1.2	1.9	2.4	V
	Terminal 2 (AC Return to Input)			25	1.2	1.9	2.4	V
	Terminal 3 (DC Bias to Input)			25	1.2	1.9	2.4	V
	Terminal 6 (Audio Output)			25	5.0	5.6	6.0	V
	Terminal 10 (DC Reference)			25	5.0	5.6	6.0	V
DYNAMIC CHARACTERISTICS								
Input Limiting Voltage (-3dB point), V _I (lim)		-	f _O = 10.7MHz, f _{MOD} = 400Hz, Deviation = ±75kHz	25	-	12	25	μV
AM Rejection (Terminal 6), AMR		V _{IN} = 0.1V, AM Mod. = 30%		25	45	55	-	dB
Recovered AF Voltage (Terminal 6) V _O (AF)		V _{IN} = 0.1V		25	300	400	500	mV
Total Harmonic Distortion, THD (Note 2)	Single Tuned (Terminal 6)			25	-	0.5	1.0	%
	Double Tuned (Terminal 6)			25	-	0.1	-	%
Signal Plus Noise to Noise Ratio (Terminal 6)				25	60	67	-	dB
NOTES:								
2. THD characteristics are essentially a function of the phase characteristics of the network connected between Terminals 8, 9, and 10.								
3. Terminal numbers refer to 16 Lead PDIP.								

Tabla 5.6: Principales características del circuito integrado *CA3089* y condiciones de funcionamiento recomendadas.

En la implementación realizada en este trabajo solo se utilizaron el *Amplificador / Limitador de FI*, el *Detector de Cuadratura*, el *Preamplificador de Audio* y el *Indicador de RSSI*.

5.8.2 Funcionamiento del Amplificador / Limitador de FI

El *Amplificador de Frecuencia Intermedia* esta compuesto por tres etapas diferenciales que contribuyen con el indicador de intensidad de señal, el cual se deriva de la suma de las corrientes de cada etapa. Como se puede ver en la hoja de datos del *CI* [21], la entrada del amplificador la conforman las bases del par acoplado en emisor del primer amplificador diferencial, las cuales están conectadas al exterior a través de los pines 1 y 2 del integrado. Naturalmente la entrada presenta alta impedancia, para establecer el valor de la impedancia de entrada del amplificador generalmente se coloca una resistencia del valor requerido entre los pines 1 y 2. El mismo amplificador de *FI* funciona como limitador.

Un limitador es un circuito que produce una salida de amplitud constante para todas las señales de entrada por arriba de un nivel mínimo de entrada preestablecido, el cual es conocido como nivel de *umbral*, *reposo* o *nivel de captura*. La acción de limitación comienza cuando la señal de *FI* es lo suficientemente grande como para llevar al amplificador, de manera alterna a la saturación y al punto de corte. El limitador de amplitud producen mejoras de hasta 20 dB o más en la relación señal a ruido a la salida del demodulador (postdetección) con respecto a la relación señal de entrada (predetección) a ruido [22].

5.8.3 Funcionamiento del Detector de Cuadratura

Un detector de cuadratura es un circuito que divide la señal de *frecuencia intermedia* (*FI*) en dos partes, pasa una parte a través de una red con corrimiento de fase de 90° mas alguna constante provocada por la desviación de *FI* respecto a la frecuencia central, multiplica las componentes desplazada y no desplazada y selecciona la porción de frecuencias de audio del espectro multiplicado de salida.

Matemáticamente esta operación se describe de la siguiente manera: llamando ω_0 a la pulsación angular correspondiente a la frecuencia central de *FI*, ω a la pulsación angular correspondiente a la frecuencia instantánea y $\Delta\theta$ al desplazamiento de fase en radianes, tenemos que:

$$\Delta\theta = \frac{\pi}{2} - K(\omega - \omega_0) = \frac{\pi}{2} - K\Delta\omega \quad (5.73)$$

Las señales de entrada al multiplicador son:

$$V_o \sin(\omega t) \quad (5.74)$$

y

$$V_o \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2} - K\Delta\omega\right) = V_o \cos(\omega t - K\Delta\omega) \quad (5.75)$$

Al multiplicarse produce:

$$V_o^2 \sin(\omega t) \cos(\omega t - K\Delta\omega) \quad (5.76)$$

que tiene una componente de baja frecuencia dada por :

$$\frac{-V_o^2}{2} \sin(K\Delta\omega) \quad (5.77)$$

Para $K\Delta\omega < 0,25$ se cumple que:

$$\sin(K\Delta\omega) \approx K\Delta\omega \quad (5.78)$$

Este término es lineal en $\Delta\omega$ y reproduce la forma de onda moduladora.

Como se puede apreciar en la ecuación 5.77, el detector es sensible al cuadrado de la amplitud de la señal de entrada, por lo que se debe eliminar cualquier tipo de variación en la amplitud de la señal de *FI*, para que tales variaciones no produzcan interferencias en la señal de audio detectada.

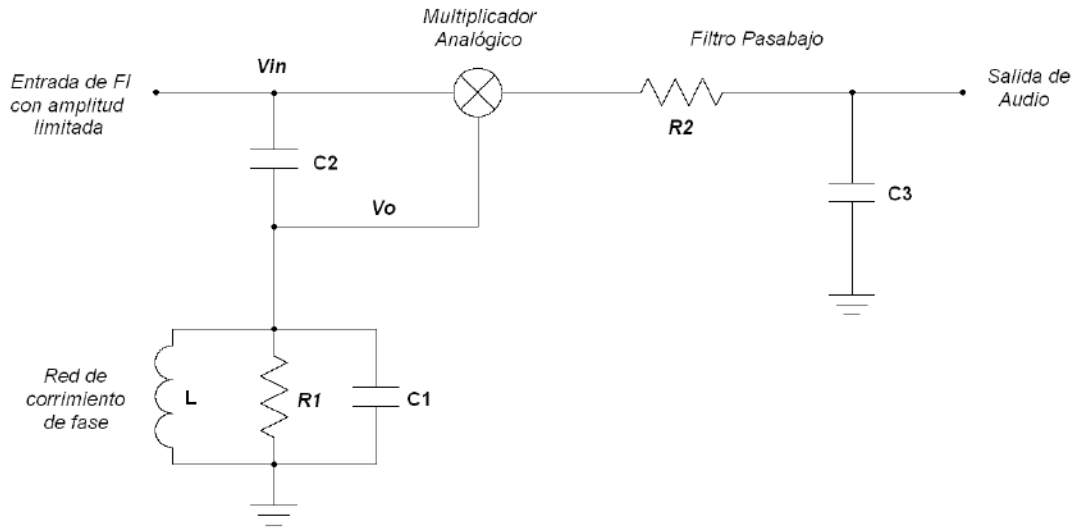


Figura 5.59: Diagrama en bloques de un detector de cuadratura.

En la figura 5.59 se ilustra un detector de cuadratura seccionado en bloques funcionales. $C2$ es un capacitor de alta reactancia que colocado en serie con el circuito resonante formado por $R1$, L , $C1$ produce un desplazamiento de fase de 90° . El circuito paralelo $R1$, L , $C1$ resuena en ω_0 . A la frecuencia de resonancia la impedancia del circuito tanque es resistiva, sin embargo las variaciones en la frecuencia de la señal de FI producen un desplazamiento de fase adicional $\Delta\theta$ que es proporcional a la desviación de frecuencia. El desplazamiento de fase $\Delta\theta$ entre V_o y V_{in} esta dado por [13]:

$$\Delta\theta = \text{Arg} \frac{V_o}{V_{in}} \approx \frac{\pi}{2} - \text{tg}^{-1}(Q\delta) \quad (5.79)$$

donde Q_0 es el Q del circuito resonante en ω_0 y

$$\delta = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \quad (5.80)$$

Para pequeños desplazamientos de frecuencia, $\Delta\theta$ es suficientemente lineal con la frecuencia para el circuito y produce audio con buena calidad.

En el *CA3089* la señal de FI se limita severamente a una onda cuadrada. Esta onda se divide en dos, una parte va directamente a la entrada del multiplicador y la otra parte va hacia el desplazador de fase y luego entra al otro puerto del multiplicador. Como el circuito desplazador de fase contiene un circuito resonante con alto Q , la componente desplazada en fase será esencialmente una onda senoidal de frecuencia FI central.

Luego el multiplicador realiza el producto de ambas señales. La onda cuadrada esta compuesta por una onda senoidal fundamental sumada a los armónicos correspondientes. La frecuencia de la fundamental es FI , luego el detector opera como se explico anteriormente rescatando la información de la forma de onda moduladora. Si el corrimiento de fase sin modulación no es de 90° exactos el detector no es un verdadero detector de cuadratura pero aún demodulará FM , en este caso el rango de operación se reduce pero esto no es un problema serio.

5.8.4 Implementación de la Etapa Amplificador de FI / Demodulador

La implementación de la etapa Amplificador de FI / Demodulador se realizó siguiendo la recomendación de la hoja de datos de datos del circuito integrado $CA3089$ [21] donde se sugiere un circuito de aplicación típico para un sintonizador de FM comercial trabajando con una frecuencia intermedia $10,7\text{MHz}$.

Se adaptaron los valores de los componentes para trabajar en $4,5\text{MHz}$ y se adecuó la impedancia de entrada para que funcione directamente como carga del filtro cerámico de frecuencia intermedia $LTT4.5MA$.

En este caso el elemento que produce el desfase entre las señales en el detector de cuadratura es un inductor, en lugar de un capacitor como se vio en la figura 5.59. En el circuito sugerido este inductor tiene un valor de $22\mu\text{H}$ trabajando a $10,7\text{MHz}$. Se recalculó este valor para que presente la misma reactancia trabajando en $4,5\text{MHz}$, dando como resultado $52\mu\text{H}$. También se adaptaron los valores del capacitor y la inductancia del circuito tanque del detector de cuadratura para que trabaje resonando a $4,5\text{MHz}$, dando valores de 4700 pF para el capacitor y $266,15\text{ nH}$ para el inductor.

La impedancia de entrada se estableció colocando una resistencia de 1000Ω entre los pines 1 y 3 y en paralelo con ésta se conecto la salida del filtro cerámico de FI .

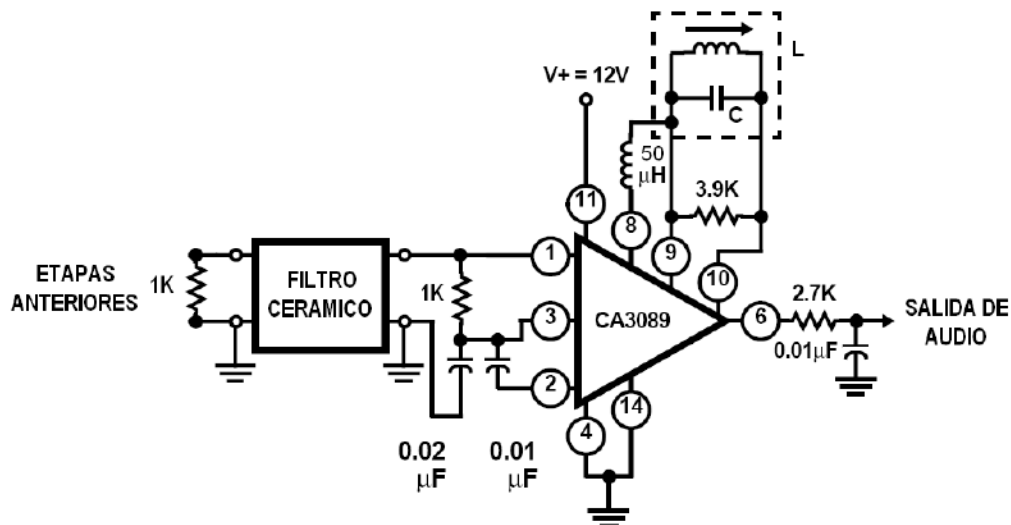


Figura 5.60: implementación de la etapa Amplificador de FI / Demodulador con el circuito integrado $CA3089$.

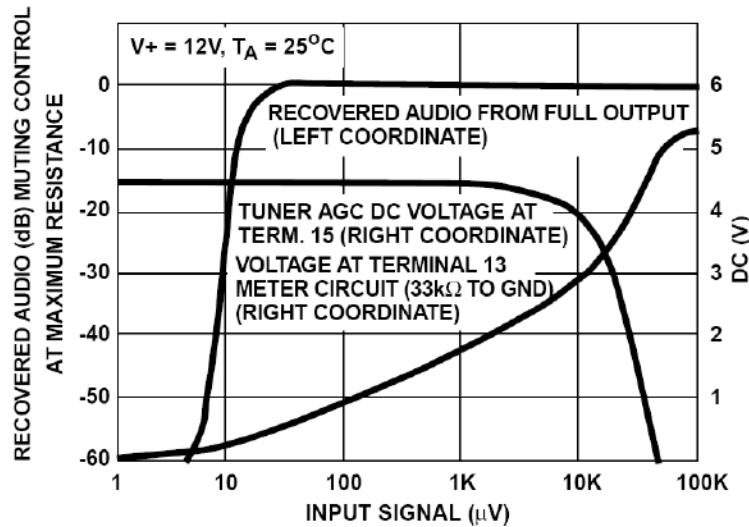


Figura 5.61: Niveles de audio recuperado, tensión de *AGC* y *RSSI* en función de la tensión de la señal de entrada.

Para que la etapa opere correctamente la señal de entrada debe superar el nivel de *umbral o captura*. Esto implica que ocurra la limitación de la señal de *FI* e impone un nivel de potencia mínima de la señal de entrada para que el detector opere satisfactoriamente. Como podemos ver en la figura 5.61 tomada de la hoja de datos del integrado, el CA3089 requiere aproximadamente $30 \mu V$ en los terminales de entrada del amplificador de *FI* para obtener limitación completa. La impedancia de entrada es de 1000Ω , por lo tanto la potencia de señal de entrada mínima requerida para una operación correcta es de -90 dBm. Observando la figura 5.56 donde se muestra la distribución de la potencia de la señal en las distintas partes del receptor para la peor condición de recepción, podemos ver que en este punto el nivel de potencia es de -54 dBm, que corresponde a una tensión de la señal de entrada al *CI* de 2 mV, por lo que el requisito se cumple holgadamente.

En la misma figura se puede ver como varia la tensión de *RSSI* con el nivel de la señal de entrada. Esta tensión se obtiene haciendo circular la corriente que sale del pin 13 del circuito integrado a través de una resistencia de $33K\Omega$ conectada entre el mismo pin y tierra, y sirve como indicación del amplio rango de nivel de la señal de entrada. Como se puede apreciar la tensión *RSSI* varia en forma aproximadamente lineal con el logaritmo del nivel de la señal de entrada:

$$V_{RSSI} \approx k \times \log V_{in}$$

Para visualizar la salida de *RSSI* en el receptor se utiliza un miliamperímetro conectado al pin 13 del CA3089 a través de un amplificador operacional. El amplificador operacional actúa como driver para no sobrecargar esta salida y sirve como adaptador de escala.

5.9 Amplificador de Audio

El amplificador de audio es etapa final del receptor. Su función es la de elevar el nivel de la señal de audio obtenida de la etapa anterior a un nivel adecuado para ingresar en la placa de sonido de una computadora personal o excitar un parlante.

Para implementar esta etapa se utilizó el circuito integrado *LM386* [23]. Este integrado está diseñado para ser utilizado como amplificador de audio en radioreceptores portátiles. En condiciones de reposo presenta muy bajo consumo y es capaz de entregar una potencia de audio de hasta 500 mW sobre una carga de 8Ω . Se lo puede alimentar con tensiones entre 4 V y 18 V, el valor de ganancia de tensión se puede seleccionar entre 20 y 200 veces y el valor de distorsión típico para una ganancia de tensión de 20 veces es de 0,2%.

El amplificador se realizó siguiendo la recomendación de la hoja de datos de datos del circuito integrado, ver figura 5.62. El circuito se alimentó con 12 V, y la ganancia de tensión se estableció en un valor de 20 veces (26 dB). El nivel de la señal de audio obtenida de la etapa anterior es de aproximadamente 100mV pico a pico. A la salida del amplificador de audio se puede obtener un nivel de 2 V pico a pico. Este valor se puede regular mediante el potenciómetro de 10 K Ω ubicado en la entrada del amplificador.

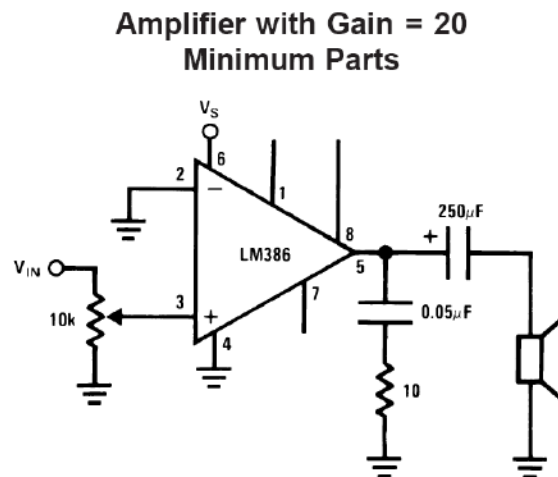


Figura 5.62: implementación de la etapa amplificador de audio con el circuito integrado *LM386*.

En la figura siguiente se muestra la respuesta en frecuencia del amplificador de audio implementado. Se puede ver que presenta una respuesta plana hasta los 100 KHz (curva inferior).

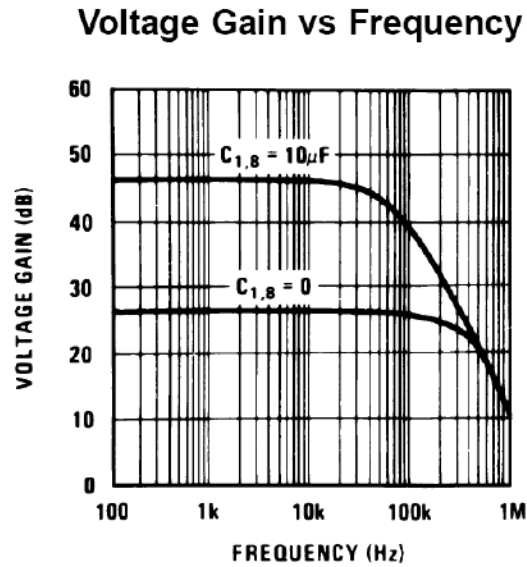


Figura 5.63: Respuesta en frecuencia del amplificador de audio.

Se implementaron dos etapas amplificadoras de audio independientes, una para conectar a la placa de audio de la PC que se utiliza para decodificar la imagen y la otra para conectar a un parlante y poder monitorear el audio recibido.

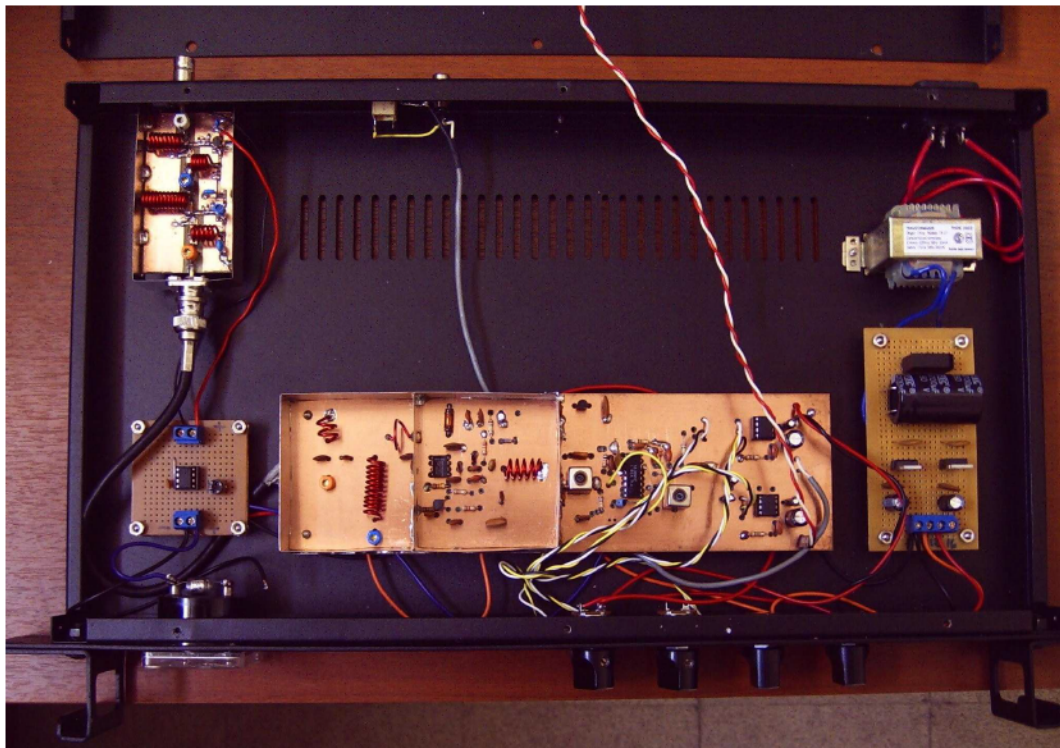


Figura 5.64: Vista interior del receptor.

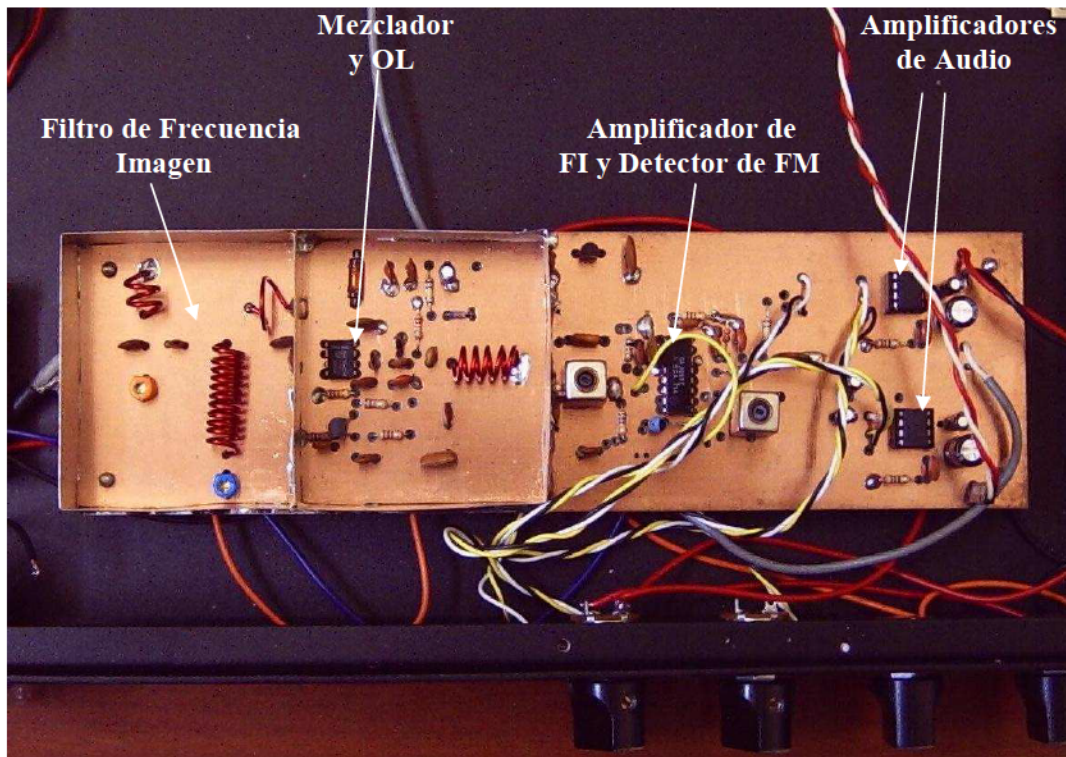


Figura 5.65: Detalle de la placa principal del receptor.



Figura 5.66: Receptor *APT*.

Referencias

- [1]. VHF-UHF Manual. D.S. Evans – G.R. Jessop. 1979.
- [2]. High sensitivity applications of low-power RF/IF integrated circuits. Application Note.AN1993. . Philips Semiconductors. 20 de Agosto de 1997.
- [3]. Técnicas de Diseño de Amplificadores en Microondas. J. A. Bava – A. J. Sanz.1999.
- [4]. Microondas y Recepción Satelital. J. A. Bava – A. J. Sanz.1999.
- [5]. Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design. Guillermo Gonzalez. 1984.
- [6]. Agilent AN 154, S-Parameter Design. Application Note. Agilent Technologies. 2000.
- [7]. BF998; BF998R Silicon N-Channel dual-gate MOS-FETs data sheet. SIEMENS Semiconductor Group. Abril de 1996.
- [8]. S-Parameter S2P File Format Guide. M/A-COM Inc. Application Note AN3009.
- [9]. <http://www.ansoft.com>
- [10]. RF Circuit Design, Chris Bowick.
- [11]. High Frequency Circuit Design, James K Hardy.
- [12]. El Detector a Diodo. Apunte de la Cátedra de Mediciones en Alta Frecuencia.
- [13]. Estado sólido en ingeniería de radiocomunicación, Herbert L. Krauss, Charles W. Bostian. 1992.
- [14].SA602A Double-balanced mixer and oscillator data sheet. Philips Semiconductors. 7 de Noviembre de 1997.
- [15]. Secrets of RF Circuit Design. Joseph J. Carr. 2004.
- [16]. AN1982. Applying the oscillator of the SA602 in low-power mixer applications. Application note, Philips Semiconductors RF Communications Products, Diciembre 1991.
- [17]. BB109 - Silicon epitaxial planar capacitance variation diode. Telefunken.17 de Marzo de 1974.

-
- [18]. Ceramic Filter Application Manual, Murata Manufacturing Co., Ltd. Junio 2001
- [19]. Piezoceramics Components – Filters/ Discriminators / Traps. TOKEN Electronics.
- [20]. Constructing Inexpensive Automatic Picture Transmission Ground Stations. Charles H. Vermillion. NASA. 1968.
- [21]. CA3089 FM IF System data sheet. Intersil, Noviembre 1996.
- [22]. Sistemas de Comunicaciones Electrónicas. Wayne Tomasi. 1996.
- [23]. LM386 Low Voltage AudioPower Amplifier data sheet. National Semiconductor Corporation, Agosto 2000.

Capítulo 6

DECODIFICACION DEL AUDIO RECIBIDO

6.1 Introducción

Una vez que el receptor demodula la portadora de FM que se recibe en la antena entrega como salida una subportadora de audio. Esta subportadora esta modulada en amplitud con la información de los datos que componen la imagen. Para decodificar estos datos y generar la imagen, la subportadora de audio es ingresada en la placa de sonido de una PC. La placa de sonido actúa como *Conversor Analógico – Digital* muestreando la señal de audio entregada por el receptor. Luego la señal ingresada se graba en un archivo con extensión .WAV que queda almacenado en la PC para ser decodificado por un software que genera la imagen.

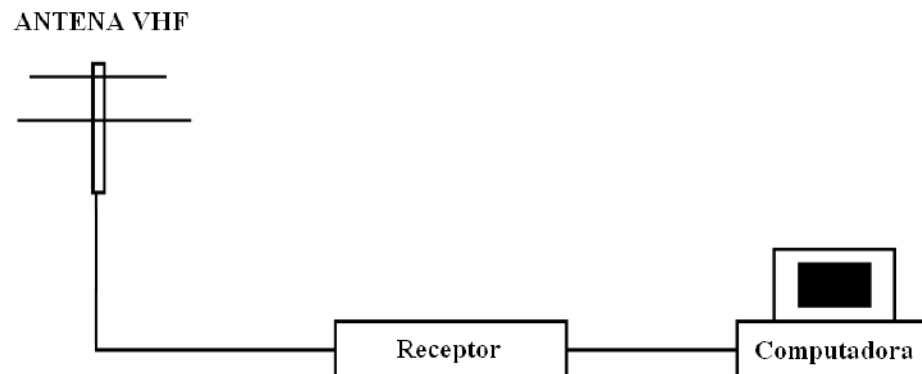


Figura 6.1: Esquema de la estación terrena APT.

6.2 Visualización de la Subportadora de Audio en MATLAB

Una vez que la señal de audio se almacena en el PC es posible realizar distintos procesamiento además de decodificar la imagen que contiene. Por ejemplo, es posible abrir el archivo .WAV con el software MATLAB, cargar los valores del archivo en un vector y luego graficarlo para ver la forma de onda de la señal de audio, como si la observáramos en un osciloscopio. En la figura siguiente se puede ver un tramo de la señal tomada por el receptor del satélite *NOAA18*.

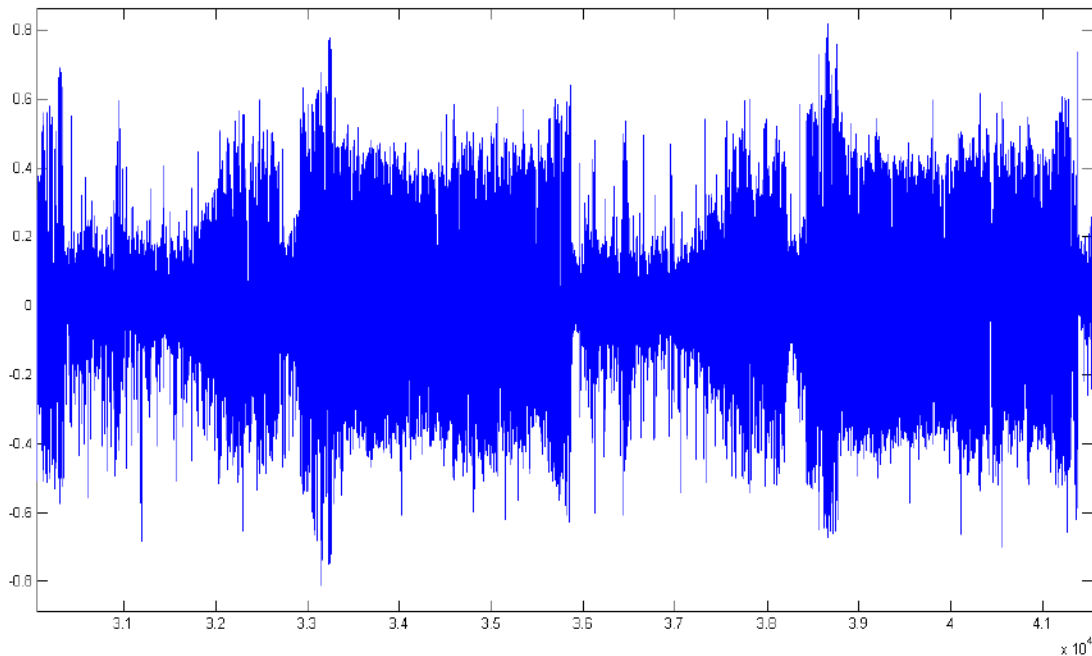


Figura 6.2: Grafica en Matlab de un tramo de la señal de audio recibida.

La onda de audio que se observa en la figura corresponde a la información de dos líneas de imagen, equivalentes a un segundo de información recibida. El gráfico representa la amplitud de la señal en función del número de muestras. Las zonas de mayor amplitud corresponden a los pulsos de sincronismo que separan la información de los dos canales que transmite el satélite. Entre los pulsos de sincronismo se encuentra la información de video de los canales. Cuando la amplitud de la señal es baja se están transmitiendo zonas oscuras de la imagen (negro para el mínimo de amplitud) y cuando la amplitud es grande se están transmitiendo zonas claras de la imagen (blanco para el máximo de amplitud). Amplitudes intermedias corresponden a los grises.

Además de visualizar la forma de onda de la señal de audio es posible implementar distintos procesamiento en MATLAB, como filtros de ruido, correcciones en la tonalidad de la imagen, y hasta se podría implementar un decodificador completo. Sin embargo esta tarea está fuera del alcance del presente trabajo.

6.3 Software de Decodificación

Para decodificar las señales recibidas se utilizó un software de distribución gratuita a través de Internet denominado *WXtoImg* [1]. Este es un soft poderoso, que permite la grabación y decodificación de las señales procedentes de los satélites meteorológicos así como la edición y visualización de las imágenes. Además da soporte a la superposición de transparencias de mapas, enriquecimientos cromáticos adelantados, animación de imágenes, composición de imágenes procedentes de múltiples pases, transformación de proyección (e.g. Mercator), superposición de texto y visualización de la temperatura captada por el instrumento *AVHRR*.

El programa utiliza los datos telemétricos de las imágenes *APT* de los *NOAA* para calibrar la imagen de forma muy precisa, corregir la ausencia de alineación cuando baja la potencia de la señal y hacer ajustes a lo largo del pase para mejorar las imágenes. Estos datos telemétricos también son utilizados por el programa para su calibración y así proporcionar lecturas de temperatura muy precisas.

Con este programa se pueden visualizar las imágenes de los canales visible e infrarrojo que transmite el satélite y además proporciona un amplio repertorio de enriquecimientos de la imagen, algunos de los cuales se detallan a continuación:

- *Normal*: Produce una imagen normal.
- *Pristine*: Da como producto una imagen sin mácula (la mejor representación de los datos digitales originales). Estas imágenes suelen utilizarse para ser posteriormente procesadas con otros programas. Las imágenes "pristine" (sin mácula) están enriquecidas, pero a diferencia de las imágenes "raw", han sido normalizadas para producir imágenes que representen, lo mejor que el programa sea capaz, los datos digitales originales. No se hace ningún intento de normalizar térmicamente las imágenes IR y desactiva los enriquecimientos gamma, sharpening, despeckling y otros.
- *Contrast enhance*: El enriquecimiento del contraste se lleva a cabo por el parámetro *Contrast* en el menú *Options*.
- *Black and white*: Crea una imagen en Blanco y Negro, convirtiendo los píxeles oscuros en negro y los claros en blanco.
- *Contrast enhance (NOAA ch A only)*: Este enriquecimiento del contraste solo afecta al canal A de los NOAA al igual que una imagen obtenida con la opción *Contrast* en el menú *Options*. La otra imagen no se visualiza.
- *Contrast enhance (NOAA ch B only)*: Este enriquecimiento del contraste solo afecta al canal B de los NOAA al igual que una imagen obtenida con la opción *Contrast* en el menú *Options*. La otra imagen no se visualiza.
- *MCIR map colour IR (NOAA)*: Colorea las imágenes del sensor 4 IR de los NOAA, utilizando un mapa para colorear el mar azul y la tierra verde. Las nubes altas aparecen blancas y las más bajas gris o de color mar/tierra. En este caso si bien las nubes aparecen más claras, la distinción entre mar/tierra y las nubes bajas puede ser difícil. Los colores más oscuros corresponden a regiones más calurosas.
- *MSA Multispectral analysis (NOAA-# 2-4)*: El análisis multiespectral utiliza las imágenes procedentes de los canales o sensores 2 y 4 del satélite NOAA y basándose en las dos imágenes, determina que regiones son las que más posibilidades tienen de ser nube, tierra o mar. El resultado es una imagen de un

falso color muy vivo. Hay algunas otras opciones, como Image and Movie Options... en el menú Options que pueden afectar el colorido de estas imágenes. Este enriquecimiento no utiliza una paleta ni es de temperatura normalizada.

- *HVCT false-colour (NOAA 2-4)*: Función similar a HVC (opción siguiente), pero con mar azul y colores más indicativos de la temperatura terrestre.
- *HVC false-colour (NOAA 2-4)*: Crea una imagen en color falso de las imágenes APT de los NOAA, basándose en la temperatura y utilizando la modelo de color HVC. Utiliza la temperatura obtenida del sensor 4 de la imagen APT para seleccionar la saturación y luminosidad del histograma igualado de la imagen del canal A (o del canal B si se ha utilizado la opción Use other sensor) para seleccionar el valor y croma. El modelo de color HVC intenta asegurar que los distintos colores en el mismo valor aparezcan al ojo humano con el mismo brillo y así el espaciado de colores representando cada grado aparecerá similar al ojo. En este modelo las áreas brillantes carecen absolutamente de saturación.
- *Sea surface temp (NOAA-# 3-4)*: Crea una imagen en color falso de las imágenes APT de los NOAA, basándose en la temperatura de la superficie del mar, que obtiene de los sensores 3 y 4, para colorear la imagen. No hace ningún intento para distinguir entre el mar y las nubes y/o la tierra. La temperatura de la superficie marítima puede ser incorrecta debido a la presencia de nubes finas o pequeñas, o de ruido en la señal. El calibrado de la temperatura de la superficie marítima requiere tener un conocimiento del satélite NOAA específico, por lo que cuando se usa ese enriquecedor, en el menú **Satellite** debería seleccionarse el satélite NOAA concreto. Únicamente si se utiliza esta opción enriquecedora, la temperatura que se muestra en la barra de estado utilizará el algoritmo temperatura de la superficie del mar para su cálculo.
- *Daylight sea surface temp (NOAA)*: Crea una imagen en color falso de las imágenes APT de los NOAA, basándose en la temperatura de la superficie del mar y utiliza únicamente la temperatura de la superficie marítima de la imagen procedente del sensor 4 para darle color. Esta opción es menos precisa que la que se obtiene de los sensores 3 y 4 utilizando el enriquecedor sea pero es la única posible cuando no se dispone de la imagen de los sensores 3-4. No hace ningún intento para hacer una distinción entre el mar y las nubes y/o la tierra. La temperatura de la superficie marítima puede ser incorrecta debido a la presencia de nubes finas o pequeñas, o de ruido en la señal.
- *Vegetation (NOAA 1-2)*: Este enriquecimiento requiera la rara presencia de los sensores 1 y 2 (disponibles únicamente durante la fase de prueba después del lanzamiento del satélite). Se construye un índice de vegetación que es usado de forma que la tierra tendrá un color verde oscuro, el agua será de un azul oscuro y las nubes blancas. Este enriquecedor no utiliza paleta alguna y el resultado no está térmicamente normalizado.
- *Class enhancement (NOAA)*: Clasificación no supervisada de imágenes APT de los NOAA, que utiliza un algoritmo de optimización interactiva de los "clusters" (grupos). Utiliza 27 centros cluster espaciados equitativamente a lo largo de una diagonal bidimensional. La clasificación se usa para tinter el histograma igualado de la imagen del canal A.

- *NO enriquecedor del color en las imágenes IR (GOES/NOAA)*: Opción enriquecedora del contraste del color IR de los NOAA. Incrementa en sobremanera el contraste en las regiones oscuras de la tierra y el mar y colorea la parte superior de las nubes frías. Permite una visión de detalle fino en la tierra y el mar y proporciona una indicación muy legible de la temperatura de las nubes frías superiores. Esta opción está térmicamente normalizada.
- *ZA enriquecedor de la imagen IR en general (GOES/NOAA)*: Opción enriquecedora de imágenes IR, de propósito general para los NOAA. Aumenta el contraste al saturar las regiones de temperatura muy alta o muy baja en las que normalmente hay poca información. Esta opción enriquecedora es de temperatura normalizada.
- *MB tormenta (de truenos) (GOES/NOAA)*: Opción de enriquecimiento de las nubes superiores frías para los NOAA. Resulta útil para mostrar la ubicación de fuertes lluvias con tormenta de truenos. Opción térmicamente normalizada.
- *MD época calurosa MB (GOES/NOAA)*: Este enriquecimiento de los NOAA es una modificación del esquema de la popular y generalizada opción MB. Está destinado para ser usado en épocas calurosas y se caracteriza por un enriquecimiento mejorado de los "step wedges" (bordes escalonados) grises que conforman la convección calurosa superior. Otra mejora a destacar es la mejor delineación de las nubes de calor bajas (30C a 7C). El margen de la nube media es algo más ancha que la de MB y el enriquecimiento de detalles se ha minimizado. Esta opción está térmicamente normalizada.
- *BD huracán (GOES/NOAA)*: Opción de enriquecimiento de las imágenes de un huracán recibidas de los NOAA. Remarca ciertas temperaturas en el ojo y en la pared del ojo del sistema de la tormenta que, como es sabido, están relacionadas con la intensidad del huracán. Opción térmicamente normalizada.

6.4 Imágenes Recibidas

A continuación se muestran algunas de las imágenes recibidas y procesadas con distintos tipos de enriquecimientos.

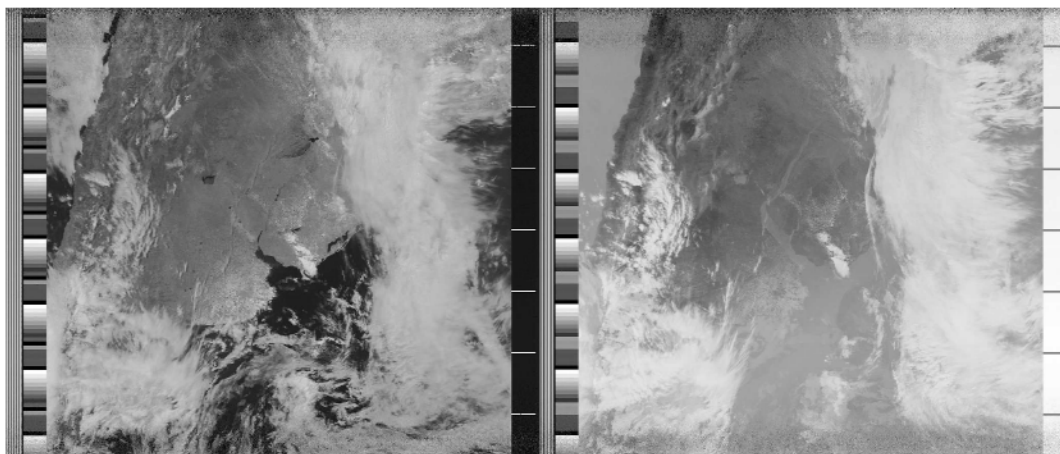


Figura 6.3: Imagen sin procesar obtenida el 5/11/2010 del satélite NOAA19.

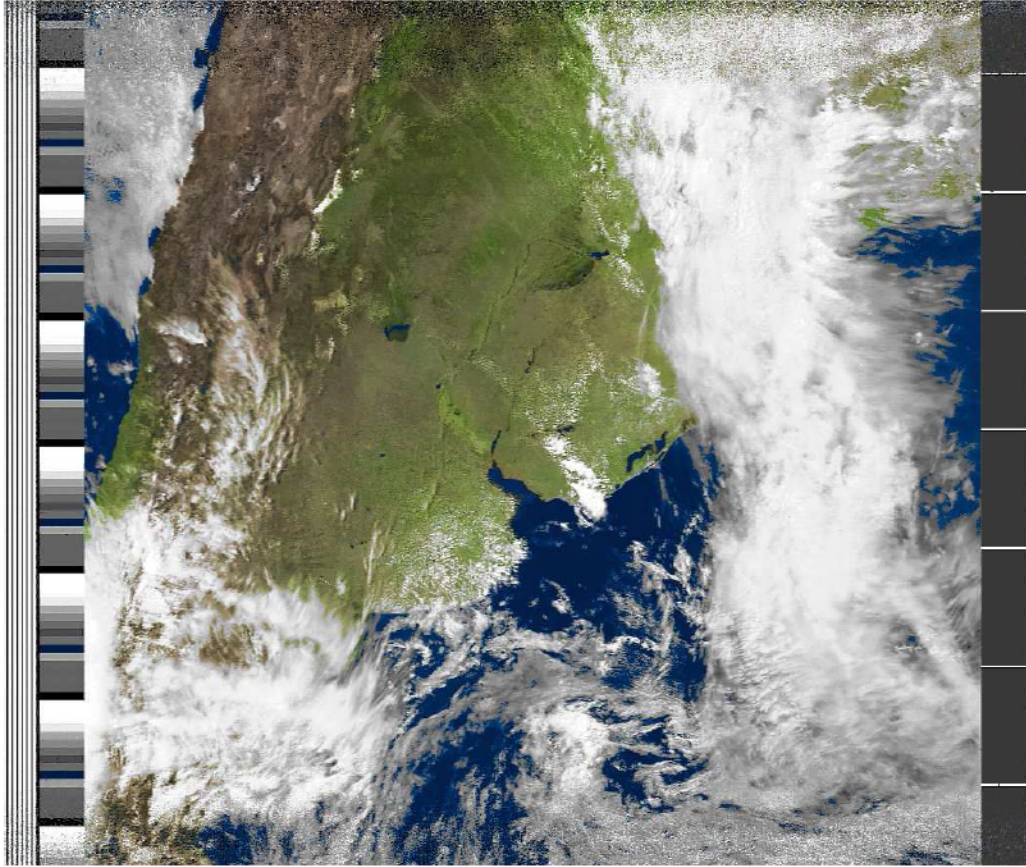


Figura 6.4: La misma imagen que el caso anterior pero procesada con *MSA*.

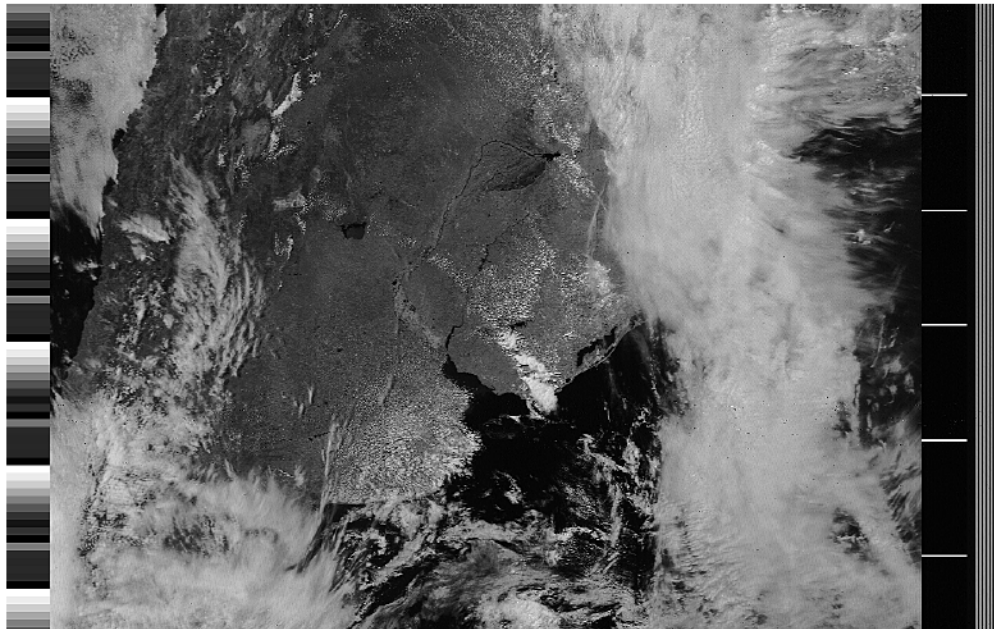


Figura 6.5: La misma imagen procesada con *Contrast enhance (NOAA ch A only)*.

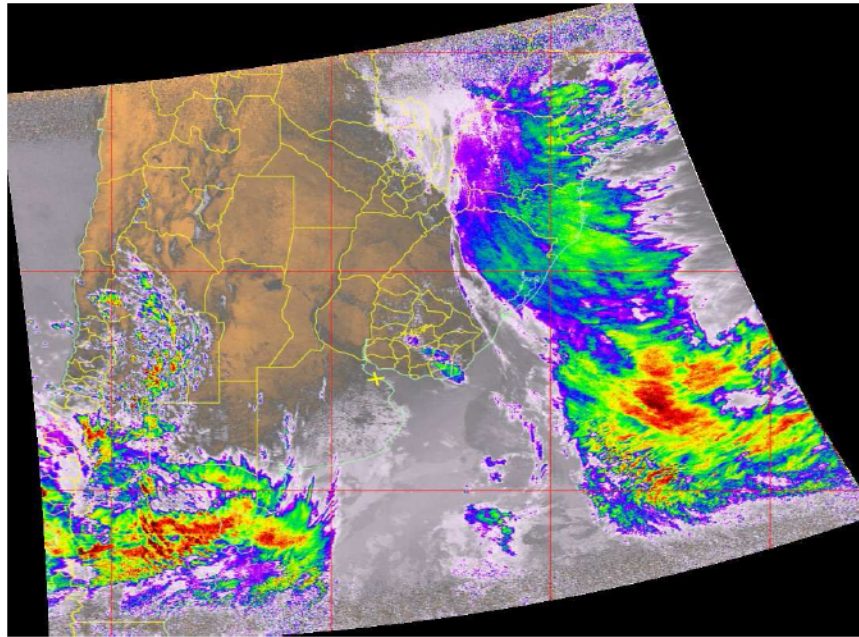


Figura 6.6: La misma imagen procesada con el enriquecimiento *NO*, vista en proyección Ecker IV. El color rojo representa las partes mas frías de las nubes.

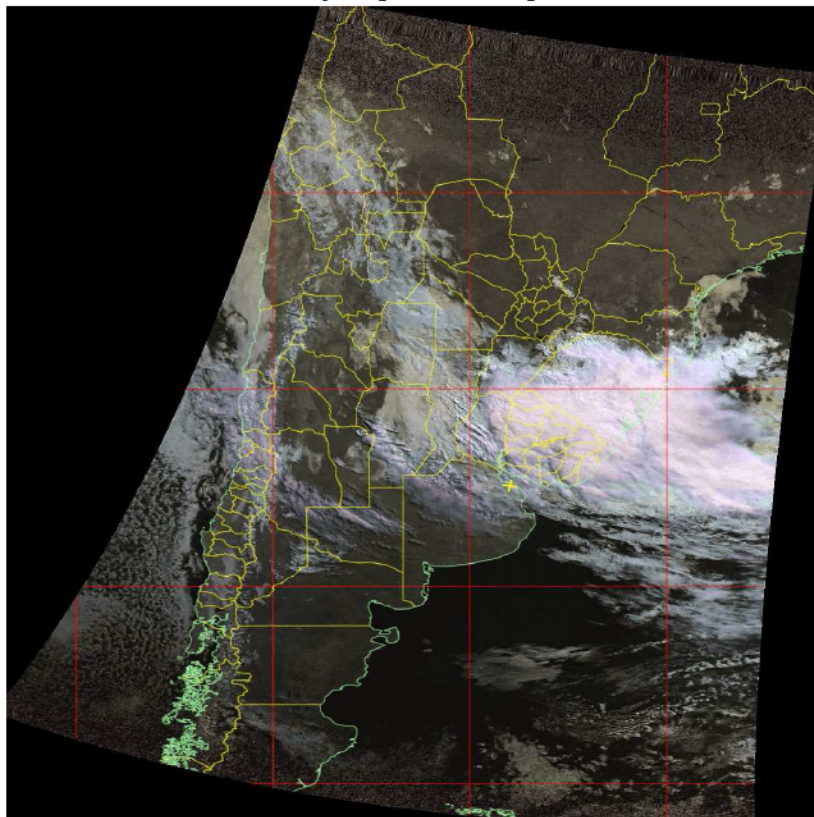


Figura 6.7: Imagen procesada con el enriquecimiento *HVCT*, vista en proyección Ecker IV, obtenida el 19/8/2010 del satélite *NOAA17*.

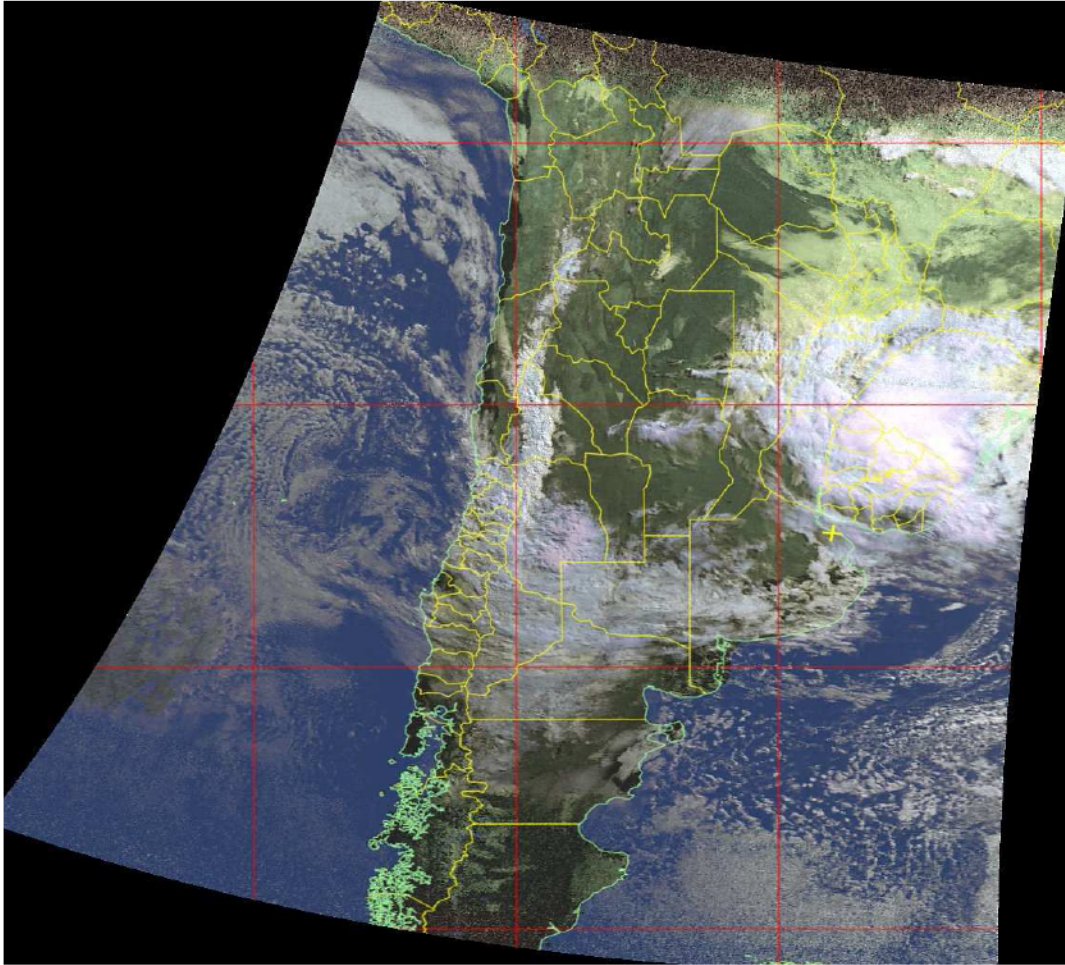


Figura 6.8: Imagen procesada con el enriquecimiento *HVCT*, vista en proyección Ecker IV, obtenida el 2/7/2010 del satélite *NOAA17*. Se puede ver la nieve sobre la Cordillera de los Andes.

6.5 Referencias

- [1]. www.wxtoimg.com

Capítulo 7

CONCLUSION

Se cumplió el objetivo propuesto: se diseñó e implementó una estación capaz de recibir y procesar la señal *APT* transmitida por los satélites *NOAA* y visualizar las imágenes meteorológicas con muy buena calidad.

Para lograrlo se realizó un análisis del enlace satelital visto como un sistema de comunicaciones integral. Luego, partiendo de este análisis, se determinaron los requerimientos de cada parte del sistema (receptor y antenas). En base a estos requerimientos se establecieron las características particulares de las antenas y se determinaron los parámetros de diseño de cada bloque del receptor. Para realizar el diseño tanto de las antenas como del receptor se utilizó software profesional para trabajar en radio frecuencia. Finalmente se construyeron las antenas y el receptor y se realizaron mediciones que corroboraron los parámetros de diseño.

Por otra parte, se puede destacar que:

- El receptor desarrollado presenta características equiparables con receptores comerciales que se consiguen en el mercado internacional para la recepción de señales *APT*. Sin embargo, como el receptor fue diseñado con componentes estándar y fáciles de conseguir se logró construirlo a un costo de aproximadamente un cuarto del valor de venta de los receptores comerciales.
- Todos los bloques del receptor cumplieron con los requerimientos de diseño, algunos sobradamente.
- Se desarrollaron dos antenas para la recepción de señales de satélites polares que pueden ser escaladas para trabajar en otras frecuencias.
- Se desarrolló un amplificador de bajo ruido (*LNA*) con muy buen desempeño. Su uso se puede extender hasta frecuencias en la banda de UHF reemplazando las redes adaptadores de entrada y salida.
- El conjunto antenas – *LNA* puede ser adaptado para la recepción de señales de los satélites universitarios *CubeSat* y para la recepción del canal de comunicaciones y transmisión de *SSTV* de la *Estación Espacial Internacional*.

Apéndice

PARAMETROS S DEL TRANSISTOR BF998

```
! Infineon Technologies Discrete & RF Semiconductors
! BF998
! Si Dual Gate MOSFET Tetrode in SOT143
! Vds=8 V, Vg2s=4 V, Id=15 mA
! Common Source S-Parameters: 09. October 2005
# GHz S MA R 50
! f S11 S21 S12 S22
! GHz Mag Ang Mag Ang Mag Ang Mag Ang
0.010 0.9999 -0.8 2.531 178.7 0.0001 87.8 0.9869 -0.4
0.020 0.9994 -1.7 2.533 178.0 0.0002 146.2 0.9880 -0.9
0.050 0.9993 -4.1 2.526 174.9 0.0004 97.8 0.9880 -2.2
0.100 0.9972 -8.3 2.535 169.9 0.0007 98.0 0.9869 -4.3
0.150 0.9961 -12.4 2.531 164.3 0.0011 94.5 0.9857 -6.5
0.200 0.9907 -16.4 2.515 159.0 0.0017 93.1 0.9843 -8.6
0.250 0.9866 -20.5 2.506 153.7 0.0021 98.2 0.9808 -10.7
0.300 0.9828 -24.6 2.479 148.3 0.0024 103.3 0.9791 -12.9
0.400 0.9679 -32.6 2.417 137.9 0.0033 109.1 0.9711 -17.1
0.500 0.9509 -40.4 2.345 127.5 0.0042 115.5 0.9623 -21.1
0.600 0.9332 -48.2 2.260 117.2 0.0053 119.1 0.9547 -25.3
0.700 0.9148 -55.6 2.158 107.6 0.0072 123.9 0.9448 -29.4
0.800 0.8916 -63.0 2.055 97.9 0.0089 127.4 0.9313 -33.5
0.900 0.8701 -70.6 1.955 88.6 0.0113 128.7 0.9192 -37.2
1.000 0.8522 -77.5 1.846 79.6 0.0137 128.6 0.9101 -40.9
1.100 0.8347 -84.2 1.738 70.7 0.0165 127.8 0.8999 -45.1
1.200 0.8105 -91.3 1.640 62.1 0.0197 127.2 0.8850 -49.1
1.300 0.7935 -97.4 1.540 54.1 0.0229 125.3 0.8717 -52.6
1.400 0.7770 -103.3 1.437 45.8 0.0266 123.3 0.8653 -56.3
1.500 0.7593 -110.0 1.350 37.7 0.0303 120.4 0.8554 -60.5
1.600 0.7420 -115.8 1.258 29.7 0.0339 117.8 0.8390 -64.7
1.700 0.7228 -121.2 1.165 22.0 0.0378 115.1 0.8272 -68.3
1.800 0.7098 -126.2 1.083 14.6 0.0410 112.9 0.8208 -71.9
1.900 0.6973 -131.1 1.004 6.9 0.0446 110.6 0.8141 -76.4
2.000 0.6847 -135.6 0.922 -0.5 0.0475 107.6 0.7976 -80.5
2.200 0.6664 -143.8 0.776 -15.7 0.0537 104.8 0.7781 -87.9
2.400 0.6596 -150.3 0.633 -30.6 0.0595 102.0 0.7496 -96.6
2.600 0.6650 -156.2 0.494 -45.8 0.0665 101.7 0.7289 -103.3
2.800 0.6865 -162.5 0.368 -60.4 0.0769 100.8 0.6962 -111.6
3.000 0.7106 -168.7 0.257 -73.6 0.0902 99.0 0.6760 -117.7
!
```



```
! f          Fmin          Gammaopt          rn/50
! GHz        dB           MAG      ANG          -
0.45         1.41         0.812      32         2.33
0.90         2.21         0.711      65         1.56
```

```
!
! (c) 1999 Infineon Technologies AG, Munich
```

```
! Infineon Technologies Discrete & RF Semiconductors
! BF998
! Si Dual Gate MOSFET Tetrode in SOT143
! Vds=8 V, Vg2s=4 V, Id=10 mA
! Common Source S-Parameters:          09. October 2005
```

```
# GHz S MA R 50
! f          S11          S21          S12          S22
! GHz        Mag      Ang      Mag      Ang      Mag      Ang      Mag      Ang
0.010 0.9999 -0.8 2.246 178.8 0.0002 101.6 0.9915 -0.4
0.020 0.9996 -1.6 2.248 178.1 0.0002 99.6 0.9924 -0.9
0.050 0.9996 -4.0 2.247 174.9 0.0004 96.9 0.9919 -2.1
0.100 0.9978 -8.0 2.257 169.8 0.0007 94.2 0.9912 -4.2
0.150 0.9964 -12.1 2.254 164.2 0.0012 100.6 0.9899 -6.4
0.200 0.9913 -16.0 2.240 158.8 0.0016 96.0 0.9892 -8.4
0.250 0.9877 -20.0 2.233 153.4 0.0019 98.6 0.9856 -10.5
0.300 0.9837 -23.9 2.208 147.9 0.0023 104.3 0.9849 -12.7
0.400 0.9697 -31.7 2.154 137.3 0.0032 109.7 0.9768 -16.8
0.500 0.9541 -39.4 2.091 126.8 0.0041 115.5 0.9687 -20.8
0.600 0.9368 -46.9 2.016 116.3 0.0052 121.1 0.9620 -25.0
0.700 0.9192 -54.2 1.927 106.6 0.0067 125.2 0.9529 -29.0
0.800 0.8971 -61.5 1.836 96.6 0.0085 128.2 0.9406 -33.1
0.900 0.8757 -69.0 1.747 87.2 0.0107 129.1 0.9291 -36.8
1.000 0.8592 -75.7 1.650 78.0 0.0130 129.6 0.9210 -40.5
1.100 0.8418 -82.4 1.554 68.9 0.0158 129.0 0.9114 -44.7
1.200 0.8193 -89.4 1.466 60.1 0.0190 128.4 0.8973 -48.6
1.300 0.8012 -95.4 1.376 51.9 0.0223 126.7 0.8847 -52.2
1.400 0.7851 -101.3 1.283 43.4 0.0256 125.0 0.8784 -56.0
1.500 0.7682 -107.9 1.206 35.2 0.0292 122.4 0.8692 -60.1
1.600 0.7505 -113.8 1.122 26.9 0.0329 119.4 0.8532 -64.3
1.700 0.7309 -119.1 1.039 18.9 0.0366 117.1 0.8415 -68.0
1.800 0.7182 -124.2 0.964 11.3 0.0400 114.7 0.8353 -71.6
1.900 0.7056 -129.2 0.893 3.3 0.0435 112.4 0.8289 -76.1
2.000 0.6918 -133.7 0.819 -4.4 0.0464 109.8 0.8125 -80.2
2.200 0.6729 -141.9 0.687 -20.2 0.0525 106.3 0.7930 -87.7
2.400 0.6669 -148.5 0.558 -36.1 0.0581 104.1 0.7641 -96.4
2.600 0.6724 -154.5 0.432 -52.5 0.0653 104.2 0.7424 -103.1
2.800 0.6933 -160.9 0.318 -69.2 0.0767 103.4 0.7089 -111.4
3.000 0.7171 -167.3 0.217 -85.1 0.0907 101.3 0.6886 -117.4
```

```
!
! f          Fmin          Gammaopt          rn/50
! GHz        dB           MAG      ANG          -
0.90         2.19         0.721      63         1.55
0.45         1.27         0.813      31         2.15
```

```
!
! (c) 1999 Infineon Technologies AG, Munich
```